



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Departamento de Tecnología Electrónica

GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA (GSEP)

TRABAJO FIN DE GRADO

“MODELADO, DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR CC-CC SEPIC PARA SU UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)”

INGENIERÍA ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y
AUTOMÁTICA

AUTOR:
JOSÉ ANTONIO FLÓREZ MONTERO

TUTOR DEL PROYECTO:
ANDRÉS BARRADO BAUTISTA

JUNIO 2013

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quería agradecérselo y dedicárselo a toda mi familia, en especial a mis padres, por todo su apoyo y cariño, y por haberme dado las posibilidades para realizar mis estudios. También mi agradecimiento a mi hermano, mis hermanas y cuñados por el cariño y el apoyo demostrado. A todos ellos MUCHAS GRACIAS.

En segundo lugar quiero dedicársela y agradecérselo a mi novia, por todo su apoyo, ayuda y cariño. A todos mis amigos y compañeros de la universidad que tanto apoyo y ayuda me han dado y demostrado a lo largo de toda la carrera. A todos ellos MUCHAS GRACIAS.

Y en último lugar, pero no menos agradecido, al departamento de Electrónica de la universidad Carlos III de Madrid, por facilitarme y proporcionarme los recursos necesarios para la ejecución del proyecto. En especial al profesor Andrés Barrado Bautista, por darme la oportunidad y tutelarme el proyecto. A todos ellos MUCHAS GRACIAS.



ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS	III
ÍNDICE DE TABLAS	VII
ÍNDICE DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS	VIII
1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	3
1.1. CONVERTIDORES CC/CC	5
1.1.1. SINGLE-ENDED PRIMARY-INDUCTOR CONVERTER	7
1.1.2. CONTROL DE CONVERTIDORES	9
1.2. PERSONAL DIGITAL ASSISTANT (PDA)	12
2. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC	17
2.1. RÉGIMEN PERMANENTE	19
2.2. FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR SEPIC	20
2.2.1. GANANCIA DE TENSIÓN EN MCC	21
2.2.2. GANANCIA DE TENSIÓN EN MCD	23
2.2.3. PARÁMETRO K	24
2.3. ANÁLISIS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR	25
2.3.1. CORRIENTES	25
2.3.2. TENSIONES	28
2.3.3. RESUMEN	31
2.4. SIMULACIÓN MEDIANTE CIRCUITO CONMUTADO	32
3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC	41
3.1. RÉGIMEN TRANSITORIO	43
3.2. PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR SEPIC	44
3.2.1. TÉCNICA DE PROMEDIADO ORIENTADA A SIMULACIÓN	44
3.2.2. CIRCUITO PROMEDIADO	47
3.2.3. CIRCUITO PROMEDIADO: RESPUESTA DINÁMICA	52
3.2.4. COMPARATIVA	53



3.3.	ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR SEPIC.	55
3.3.1.	COMPROBACIÓN DE RESULTADOS: LAZO ABIERO.....	61
3.4.	CONTROL DEL CONVERTIDOR SEPIC	64
3.3.1.	CONTROL EN MODO Tensión.....	65
3.3.2.	CONTROL EN MODO CORRIENTE.....	69
3.3.3.	CONTROL DE DOS LAZOS.....	70
3.3.4.	SIMULACIÓN EN BUCLE CERRADO.....	71
4.	UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)	77
4.1.	ALIMENTACIÓN DE UNA PDA.....	79
4.2.	SELECCIÓN DE COMPONENTES	80
4.2.1.	SELECCIÓN DE COMPONENTES PASIVOS	81
4.2.2.	SELECCIÓN DE COMPONENTES ACTIVOS.....	83
4.3.	SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR SEPIC DISEÑADO	84
4.4.	MODELADO EN PEQUEÑA SEÑAL	86
4.5.	LAZO DE CONTROL EN MODO Tensión	88
4.6.	CONVERTIDOR REAL: PÉRDIDAS	89
5.	CONCLUSIONES.....	95
5.1.	TRABAJOS FUTUROS.....	96
6.	BIBLIOGRAFÍA	99
7.	PRESUPUESTO	103
8.	CRONOGRAMA	107
A.	ANEXO I.....	109

ÍNDICE DE FIGURAS

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

<i>Figura 1.1 Esquema de un sistema alimentado por corriente alterna.....</i>	<i>5</i>
<i>Figura 1.2 Circuitos de convertidores CC/CC básicos.....</i>	<i>6</i>
<i>Figura 1.3 Single-ended primary-inductor converter (SEPIC).....</i>	<i>7</i>
<i>Figura 1.4 Configuración SEPIC acoplado</i>	<i>8</i>
<i>Figura 1.5 Control del valor medio de la salida mediante la conmutación del transistor</i>	<i>9</i>
<i>Figura 1.6 Esquema de un convertidor CC/CC</i>	<i>10</i>
<i>Figura 1.7 Forma de onda a la entrada del filtro paso-bajo de un convertidor CC/CC</i>	<i>10</i>
<i>Figura 1.8 Modulación por ancho de pulso: (a) Esquema modulador (b) Formas de onda del modulador.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 1.9 Imagen de una PDA (HACER N10)</i>	<i>12</i>

2. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

<i>Figura 2.1 Régimen transitorio – Régimen permanente</i>	<i>19</i>
<i>Figura 2.2 Corrientes y tensiones en el convertidor SEPIC</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.3 Funcionamiento del convertidor: transistor en ON.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 2.4 Funcionamiento del convertidor: transistor en OFF.....</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.5 Modo Conducción Continuo. Corriente y tensión por la bobina L_2</i>	<i>21</i>
<i>Figura 2.6 Modo Conducción Discontinuo. Corriente y tensión por la bobina L_2.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura 2.7 Corriente por la bobina L_1</i>	<i>26</i>
<i>Figura 2.8 Corriente por la bobina L_2</i>	<i>27</i>
<i>Figura 2.9 Corriente por el diodo</i>	<i>27</i>
<i>Figura 2.11 Corriente por el condensador C_1</i>	<i>28</i>
<i>Figura 2.12 Corriente por el condensador C_2</i>	<i>28</i>
<i>Figura 2.13 Tensión en el condensador C_2</i>	<i>29</i>
<i>Figura 2.14 Tensión en el condensador C_1</i>	<i>29</i>
<i>Figura 2.15 Tensión en la bobina L_1.....</i>	<i>30</i>
<i>Figura 2.17 Tensión en el transistor</i>	<i>30</i>
<i>Figura 2.18 Tensión en el diodo.....</i>	<i>31</i>

<i>Figura 2.19 Corrientes y tensiones en el circuito</i>	31
<i>Figura 2.20 Circuito SEPIC conmutado simulado mediante de PSIM.....</i>	34
<i>Figura 2.21 Tensión y corriente del transistor.....</i>	34
<i>Figura 2.22 Tensión y corriente de la bobina L_1</i>	35
<i>Figura 2.23 Tensión y corriente de la bobina L_2</i>	35
<i>Figura 2.24 Tensión y corriente por el condensador C_1.....</i>	36
<i>Figura 2.25 Tensión y corriente por el condensador C_2.....</i>	36
<i>Figura 2.26 Tensión y corriente por el diodo</i>	37
<i>Figura 2.27 Tensión y corriente de la carga.....</i>	37

3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

<i>Figura 3.1 Régimen transitorio/Régimen permanente</i>	43
<i>Figura 3.2 Circuito convertidor SEPIC</i>	45
<i>Figura 3.3 Conmutador de red.....</i>	45
<i>Figura 3.4 Tensión y corriente en un periodo de conmutación del transistor (izquierda) y del diodo (derecha).....</i>	46
<i>Figura 3.5 Circuito SEPIC promediado</i>	47
<i>Figura 3.6 Esquemático del circuito SEPIC promediado mediante PSIM</i>	48
<i>Figura 3.7 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del transistor..</i>	48
<i>Figura 3.8 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la bobina L_1</i>	49
<i>Figura 3.9 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la bobina L_2</i>	49
<i>Figura 3.10 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del condensador C_1</i>	50
<i>Figura 3.11 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del condensador C_2</i>	50
<i>Figura 3.12 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del diodo</i>	51
<i>Figura 3.13 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la carga ...</i>	51
<i>Figura 3.14 Comparación del circuito promediado y circuito conmutado ante un escalón de carga.....</i>	52
<i>Figura 3.15 Rizado de conmutación y rizado promediado</i>	52
<i>Figura 3.16 Salida del convertidor variando la tensión de entrada.....</i>	53
<i>Figura 3.17 Punto de trabajo.....</i>	56
<i>Figura 3.18 Perturbaciones</i>	56

<i>Figura 3.19 Diagrama de bloques del circuito del convertidor modelado.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura 3.20 Función de transferencia $G_{vd}(s)$.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 3.21 Circuito promediado. Respuesta en frecuencia.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura 3.22 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia teórica $G_{vd}(s)$</i>	<i>63</i>
<i>Figura 3.23 Estructura genérica de un convertidor CC/CC controlado</i>	<i>65</i>
<i>Figura 3.24 Esquema lazo de control en modo tensión.</i>	<i>65</i>
<i>Figura 3.25 Diagrama de bloques. Control de tensión de salida</i>	<i>66</i>
<i>Figura 3.26 Divisor de tensión.....</i>	<i>66</i>
<i>Figura 3.27 Esquema eléctrico de un regulador tipo 3</i>	<i>68</i>
<i>Figura 3.28 Respuesta en frecuencia de un regulador tipo 3</i>	<i>68</i>
<i>Figura 3.29 Esquema eléctrico del modulador sin biestable.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 3.30 Lazo de control en modo corriente.....</i>	<i>69</i>
<i>Figura 3.31 Diagrama de bloques. Control de corriente de salida.....</i>	<i>70</i>
<i>Figura 3.32 Esquema de doble lazo de control.....</i>	<i>71</i>
<i>Figura 3.33 Esquemático del circuito realimentado con lazo de control en modo tensión a través del PSIM</i>	<i>72</i>
<i>Figura 3.34 Datos del lazo de realimentación obtenido del programa SmartCtrl</i>	<i>72</i>
<i>Figura 3.35 Efecto del lazo de control en la salida V_0.....</i>	<i>73</i>

4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)

<i>Figura 4.1 Distribución de la energía de una PDA</i>	<i>79</i>
<i>Figura 4.2 Esquema batería y convertidor SEPIC</i>	<i>80</i>
<i>Figura 4.3 Tensión en la salida V_0 (arriba). Tensión en el condensador C_1 (abajo)</i>	<i>84</i>
<i>Figura 4.4 Rizado de la tensión en la salida V_0 (arriba). Rizado de la tensión en el condensador C_1 (abajo).....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 4.5 Corriente por la bobina L_1 (arriba). Corriente por la bobina L_2 (abajo)....</i>	<i>85</i>
<i>Figura 4.6 Rizado de la corriente por la bobina L_1 (arriba). Rizado de la corriente por la bobina L_2 (abajo).....</i>	<i>86</i>
<i>Figura 4.7 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia $G_{vd}(s)$.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura 4.8 Datos del lazo de realimentación obtenido mediante SmartCtrl</i>	<i>88</i>
<i>Figura 4.9 Salida del convertidor regulada $V_0=3,3V$ (arriba) frente a la variación de entrada V_S (abajo)</i>	<i>89</i>

<i>Figura 4.10 Circuito conmutado con resistencias parasitas</i>	<i>90</i>
<i>Figura 4.11 Comparación salida V_0 ideal (roja) con salida V_0 real (azul)</i>	<i>90</i>
<i>Figura 4.12 Comparación salida V_0 ideal (roja) con salida V_0 real (azul) Aumentada</i>	<i>91</i>
<i>Figura 4.13 Comparación de Potencias de entrada P_S (roja) y de salida P_0 (azul) en el circuito conmutado ideal (arriba) y con pérdidas (abajo).....</i>	<i>91</i>
<i>Figura 4.14 Salida del circuito realimentado ideal V_0 (arriba-roja) y del circuito con pérdidas V_0 (arriba-azul) variando la entrada al circuito V_S (abajo-roja).....</i>	<i>92</i>

ANEXO I

<i>Figura A.1 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $G_{id}(s)$</i>	<i>109</i>
<i>Figura A.2 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $G_{vs}(s)$</i>	<i>110</i>
<i>Figura A.3 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $Z_0(s)$.....</i>	<i>111</i>

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 2.1 Resumen de las ecuaciones de las tensiones y corrientes de cada componente del convertidor.....</i>	<i>32</i>
<i>Tabla 2.2 Datos de los elementos del convertidor obtenidos de [10] pág. 236 Example 6-8.....</i>	<i>33</i>
<i>Tabla 2.3 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del transistor</i>	<i>34</i>
<i>Tabla 2.4 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la bobina L_1...</i>	<i>35</i>
<i>Tabla 2.5 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la bobina L_2...</i>	<i>35</i>
<i>Tabla 2.6 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del condensador C_1</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 2.7 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del condensador C_2</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 2.8 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del diodo.....</i>	<i>37</i>
<i>Tabla 2.9 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la carga</i>	<i>37</i>
<i>Tabla 3.1 Tensión y corriente medias del transistor.....</i>	<i>48</i>
<i>Tabla 3.2 Tensión y corriente medias de la bobina L_1.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabla 3.3 Tensión y corriente medias de la bobina L_2.....</i>	<i>49</i>
<i>Tabla 3.4 Tensión y corriente medias del condensador C_1.....</i>	<i>50</i>
<i>Tabla 3.5 Tensión y corriente medias del condensador C_2.....</i>	<i>50</i>
<i>Tabla 3.6 Tensión y corriente medias del diodo</i>	<i>51</i>
<i>Tabla 3.7 Tensión y corriente medias de la carga</i>	<i>51</i>
<i>Tabla 3.8 Comparativa corrientes teóricas, conmutadas y promediadas.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabla 3.9 Comparativa tensiones teóricas, conmutadas y promediadas.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabla 4.1 Condiciones para el diseño del convertidor SEPIC.....</i>	<i>80</i>
<i>Tabla 4.2 Datos del convertidor SEPIC calculado</i>	<i>84</i>
<i>Tabla 4.3 Valores máximos, medio, mínimos y rizado de V_0 y VC_1.....</i>	<i>85</i>
<i>Tabla 4.4 Valores máximos, medio, mínimos y rizado de IL_1 y IL_2.....</i>	<i>86</i>
<i>Tabla 7.1 Especificación de las horas dedicadas en cada apartado del proyecto</i>	<i>103</i>
<i>Tabla 8.1 CRONOGRAMA.....</i>	<i>107</i>

ÍNDICE DE ACRÓNIMOS Y SÍMBOLOS

A	<i>Amperio</i>
C	<i>Valor de capacidad</i>
CA	<i>Corriente Alterna</i>
CC	<i>Corriente Continua</i>
D	<i>Ciclo de trabajo en régimen permanente</i>
d	<i>Ciclo de trabajo en régimen dinámico</i>
dB	<i>Decibelio</i>
dec	<i>Década</i>
EMI	<i>Interferencias Electromagnéticas</i>
F	<i>Faradio</i>
f	<i>Frecuencia de conmutación</i>
f_{sw}	<i>Frecuencia de conmutación</i>
$G_{id}(s)$	<i>Función de transferencia en modo corriente de la planta de los convertidores</i>
$G_{mod}(s)$	<i>Función de transferencia del Modulador</i>
$G_{vd}(s)$	<i>Función de transferencia en modo tensión de la planta de los convertidores</i>
H	<i>Henrio</i>
I_{C1}	<i>Corriente por el condensador $C1$</i>
I_{C2}	<i>Corriente por el condensador $C2$</i>
I_{L1}	<i>Corriente por la bobina $L1$</i>
I_{L2}	<i>Corriente por la bobina $L2$</i>
I_0	<i>Corriente de salida del convertidor (corriente por la carga)</i>
I_{ref}	<i>Corriente de referencia del lazo de corriente</i>
I_S	<i>Corriente de entrada al convertidor o corriente por la bobina $L1$</i>
K	<i>Parámetro intrínseco al método de cálculo de reguladores del mismo nombre</i>
$K_i(s)$	<i>Función de transferencia del elemento sensor del lazo de corriente</i>
$K_v(s)$	<i>Función de transferencia del elemento sensor del lazo de tensión</i>
L	<i>Valor de inductancia</i>
$M(s)$	<i>Función de transferencia del modulador</i>
MCC	<i>Modo de conducción continuo</i>
MCD	<i>Modo de conducción Discontinuo</i>
MF	<i>Margen de fase</i>
MG	<i>Margen de ganancia</i>

P_S	<i>Potencia activa generada en la entrada</i>
PWM	<i>“Pulse With Modulation” o Modulación por Ancho de Pulso</i>
P_0	<i>Potencia activa consumida en la carga</i>
Q	<i>Punto de trabajo</i>
R	<i>Resistencia de carga</i>
$R(s)$	<i>Función de transferencia del regulador</i>
$r_{DS(on)}$	<i>Resistencia por conducción de un transistor MOSFET</i>
s	<i>Variable compleja de Laplace</i>
$SEPIC$	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
$T(s)$	<i>Función de transferencia del lazo de control en bucle abierto</i>
T_{OFF}	<i>Periodo en el que el transistor no conduce</i>
T_{ON}	<i>Periodo en el que el transistor conduce</i>
T_{SW}	<i>Periodo de conmutación</i>
V	<i>Voltio</i>
V_A	<i>Tensión de entrada a un filtro paso bajo en un convertidor CC/CC</i>
V_{C1}	<i>Tensión en el condensador C_1</i>
V_{C2}	<i>Tensión en el condensador C_2</i>
V_{comp}	<i>Tensión de salida del amplificador de error o regulador</i>
V_{FWD}	<i>Tensión umbral de un diodo</i>
V_{L1}	<i>Tensión en el condensador $L1$</i>
V_{L2}	<i>Tensión en el condensador $L2$</i>
V_{ref}	<i>Tensión de referencia del lazo de tensión</i>
V_S	<i>Tensión de entrada al convertidor</i>
V_T	<i>Tensión triangular</i>
V_0	<i>Tensión de salida del convertidor</i>
V_β	<i>Tensión de salida del elemento sensor</i>
\bar{x}	<i>Valor medio de la magnitud X</i>
\hat{x}	<i>Magnitud x perturbada</i>
Z	<i>Impedancia</i>
Z_o	<i>Impedancia equivalente de la celda de salida. Engloba el paralelo del condensador de salida con la carga</i>
ΔX	<i>Rizado de la magnitud X</i>
Ω	<i>Ohmio</i>



Universidad
Carlos III de Madrid



1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS



1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Este proyecto pretende llevar a cabo el estudio profundo del convertido CC/CC SEPIC (Single-ended primary-inductor converter), con la finalidad de su utilización en sistemas portátiles (PDAs). Para ello se realizará un estudio completo de dicha topología atendiendo a diferentes aspectos.

En una primera parte se realiza una pequeña introducción a los convertidores CC/CC explicando el funcionamiento en el que se basan, así como las topologías básicas que existen y en que consiste el control de convertidores. También se realiza una pequeña introducción en el campo de las PDAs.

Seguidamente, se entrará en un estudio del funcionamiento del convertidor en régimen estático, en donde se observan el funcionamiento y características estáticas del convertidor. También se realizará un estudio en régimen permanente de los componentes, observando sus corrientes y tensiones tanto desde el punto de vista analítico como gráfico. Para terminar, se ejecutará una simulación de un caso particular, a través de la herramienta de software PSIM, analizando y observando los datos obtenidos.

A continuación se realizará un análisis dinámico del convertidor. Se observará su comportamiento en régimen transitorio. Se desarrollará un modelado del convertidor, para llegar al cálculo de las funciones de transferencia en pequeña señal del circuito. En primer lugar se obtendrá el circuito equivalente promediado del convertidor, se analizará su comportamiento y se comparará con el circuito conmutado. Posteriormente se realizará el modelado en pequeña señal del convertidor. Una vez conseguido éste, se podrá proceder a calcular la rama de realimentación de control del mismo. Se llevará a cabo el cálculo del lazo de control para conseguir las especificaciones de frecuencia de cruce y margen de fase deseadas, a través de la herramienta de software SmartCtrl. Finalmente, se simulará el circuito realimentado, comprobando su correcto funcionamiento ante variaciones de las distintas entradas del convertidor.

Por último, se describirá el funcionamiento del convertidor aplicados a sistemas portátiles (PDAs). Son alimentadas desde una batería de Li-Ion. Se calcularán los elementos del convertidor a partir de unas condiciones requeridas por el sistema. Habiendo expuesto anteriormente la teoría y cálculos del modelado dinámico del convertidor y del lazo de control en modo tensión, se pasará al cálculo directo en las condiciones expuestas. Para terminar, se comprobará el efecto de las pérdidas en el convertidor, a causa de las resistencias parásitas en los elementos del sistema.



1.1. CONVERTIDORES CC/CC

Determinadas aplicaciones requieren alimentación en corriente continua. Sin embargo se puede encontrar distintas situaciones:

- Alimentación por tensión alterna: Lo más utilizado es emplear un rectificador para convertir la energía de alterna a continua. Sin embargo, en la mayoría de ocasiones, la tensión en continua obtenida es mayor o menor a la que necesita una determinada aplicación. En ese caso, es necesaria la utilización de un circuito que permita la conversión de energía en continua. En determinadas aplicaciones nos interesará reducir la tensión de entrada y en otras nos interesará elevar la tensión. (Figura 1.1)
- Alimentación por tensión continua: En este caso en muchas ocasiones no se recibe la tensión continua deseada, con lo cual se debe atenuar o elevar la tensión de entrada para alcanzar el valor necesario.

Para ello existen lo que se denominan convertidores CC/CC, que permiten transformar energía en CC de forma eficiente (alto rendimiento) [3], [4], [5].

Los convertidores CC/CC son muy utilizados en fuentes de alimentación continuas conmutadas (generalmente con un transformador de aislamiento) y en aplicaciones de accionamiento de motores.

Como se muestra en la Figura 1.1, normalmente la entrada de estos convertidores es una tensión continua no regulada, la cual se obtiene rectificando la tensión de línea y, por eso, esta fluctuará a los cambios en la magnitud de la tensión.

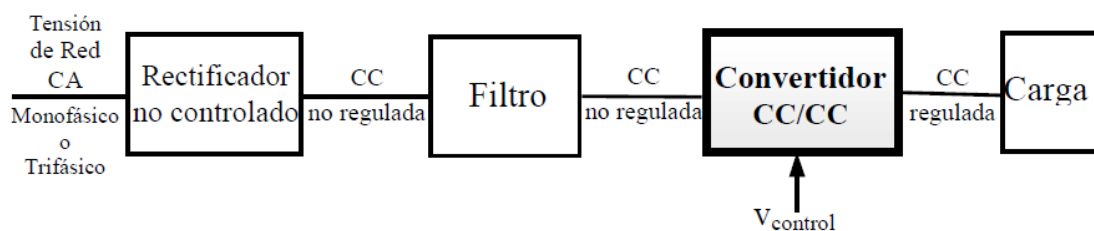


Figura 1.1 Esquema de un sistema alimentado por corriente alterna.

Se puede definir los convertidores CC/CC como circuitos que transforman una tensión continua (por lo general no regulada) en otra también continua y regulada. Otra definición más generalizada se refiere a la conversión CC/CC como un procesamiento de potencia, haciendo analogía con el procesamiento de señal, bastante conocido en Ingeniería Electrónica. En el procesamiento de potencia, tanto la señal de entrada como de

salida son “potencia”. La potencia en la entrada puede ser suministrada por una fuente de tensión o corriente y la potencia en la salida puede ser entregada como corriente o tensión. En la Figura 1.1, también se puede ver que es necesaria una señal que controle ese proceso. El circuito de procesamiento de potencia y la señal de control caracterizan el funcionamiento del convertidor.

Existen una gran cantidad de circuitos que pueden realizar una conversión CC/CC. Son conocidos varios métodos de síntesis de circuitos y todos llevan a un conjunto de convertidores construidos con el menor número de componentes posible. Existen seis convertidores que pueden considerarse como básicos, o sea, la mayoría de los convertidores tienen dos interruptores, con un interruptor activo (el transistor) y un interruptor pasivo (el diodo). Esos convertidores son: Buck, Boost, Buck-Boost, Cúk, Sepic y Zeta, que se muestran en la Figura 1.2.

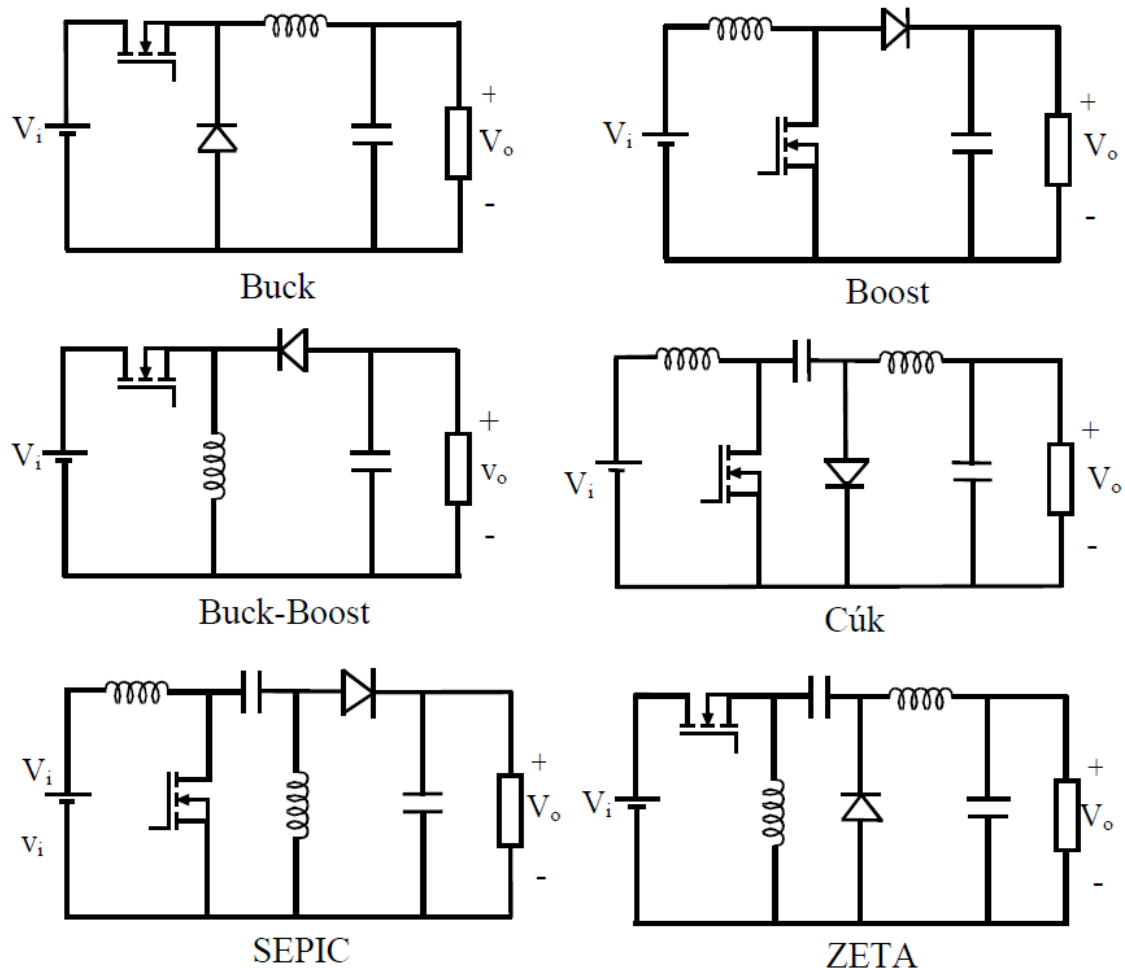


Figura 1.2 Circuitos de convertidores CC/CC básicos

Habitualmente el interruptor activo (transistor) para este tipo de convertidores es un BJT, MOSFET o IGBT de potencia. En la Figura 1.2 se muestran los convertidores CC/CC utilizando MOSFET de potencia.

El transistor funciona siempre en la región de corte (sin conducir corriente) o en la región óhmica para el MOSFET (transistor conduciendo con mínima tensión) y de saturación para el BJT. Controlando la tensión de puerta (MOSFET) o la corriente de base (transistor bipolar), podemos mantener el transistor conduciendo el tiempo que sea necesario.

Sólo se tiene control sobre el transistor, pues la conducción del diodo depende del funcionamiento del circuito. Así, para obtener un convertidor que mantenga la tensión de salida constante, es necesario un circuito externo que genere una señal de control al transistor del convertidor. Ese circuito de control debe generar todas las informaciones necesarias, como son: frecuencia de conmutación, tensión de referencia estabilizada y circuito de compensación en frecuencia.

1.1.1. SINGLE-ENDED PRIMARY-INDUCTOR CONVERTER

El convertidor Single-ended primary-inductor converter (SEPIC), es un tipo de convertidor de CC/CC, el cual permite que el potencial eléctrico (tensión) en su salida sea mayor, menor o igual a la de su entrada. Consta de dos bobinas, dos condensadores, y dos interruptores, de los cuales uno es un transistor y otro un diodo. La tensión de salida del SEPIC es controlada por el ciclo de trabajo del transistor.

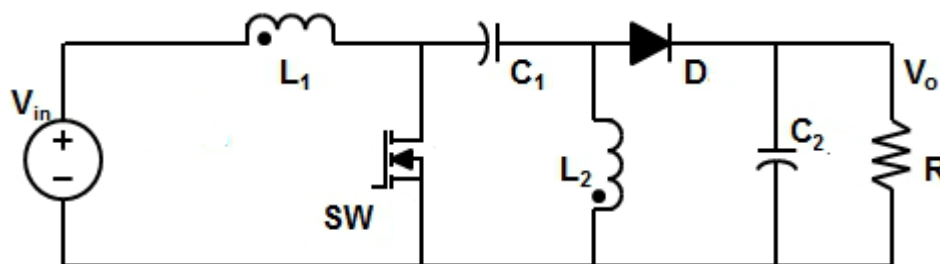


Figura 1.3 Single-ended primary-inductor converter (SEPIC)

El SEPIC posee ciertas ventajas:

- Se puede obtener una salida mayor, menor o igual que la entrada, manteniendo la misma polaridad que la tensión de entrada.
- Esta topología permite acoplar ambas bobinas (Figura 1.4).

- La robustez del convertidor ante el ruido, ya que por su topología se comporta como un filtro de cuarto orden, con lo cual no es necesario el uso de filtros a la entrada ni a la salida del convertidor.

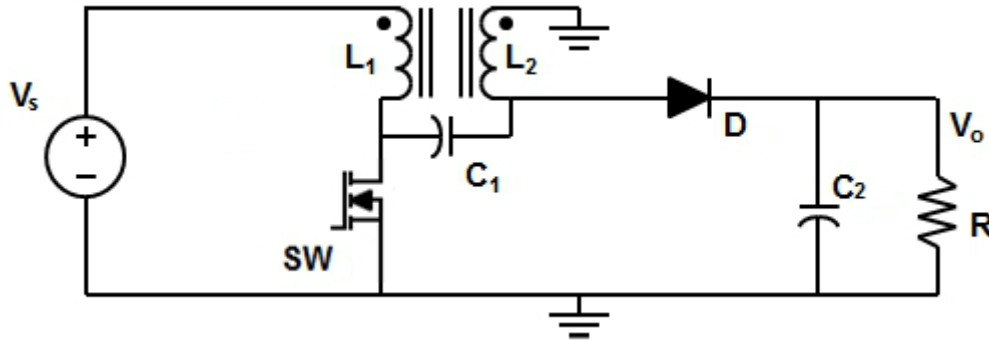


Figura 1.4 Configuración SEPIC acoplado

Posee también algunas desventajas:

- Al equivaler a dos convertidores, el rendimiento que ofrece es bajo con respecto a otros.
- Al igual que los convertidores buck-boost, ambos tienen una corriente de salida pulsante.
- Puesto que el convertidor SEPIC transfiere toda su energía a través del condensador en serie, se requiere un condensador de alta capacidad.
- La naturaleza de cuarto orden del convertidor hace que el convertidor SEPIC sea difícil de controlar, por lo que sólo es adecuado para aplicaciones que varían muy lento.

Es útil en aplicaciones como [11]:

- En las que una fuente de tensión continua, como puede ser una batería, su tensión este por encima o por debajo de la de salida deseada. Por ejemplo, una batería de iones de litio típicamente utilizada en móviles y otros aparatos electrónicos.
- Elementos que estén alimentados con corriente alterna y necesiten corriente continua, para ello se rectifica la corriente y se obtiene la tensión necesaria a través de un convertidor. Como por ejemplo electrodomésticos (lavadoras, televisores, etc.).
- Otra de sus aplicaciones es como corrector de factor de potencia, aspecto que en este proyecto no se va a analizar.

1.1.2. CONTROL DE CONVERTIDORES

Los convertidores CC/CC conmutados utilizan uno o más interruptores para transformar un nivel continuo en otro. En un convertidor CC/CC con un nivel de tensión de entrada, el valor medio de la tensión de salida se ajusta controlando la duración del estado abierto (OFF) o cerrado (ON) del interruptor. Para ilustrar el concepto de conversión empleando el modo de conmutación, considere el convertidor CC/CC básico de la Figura 1.5(a). El valor medio de la tensión de salida V_A en la Figura 1.5(b) depende del tiempo de conducción y no conducción del transistor (T_{on} y T_{off}).

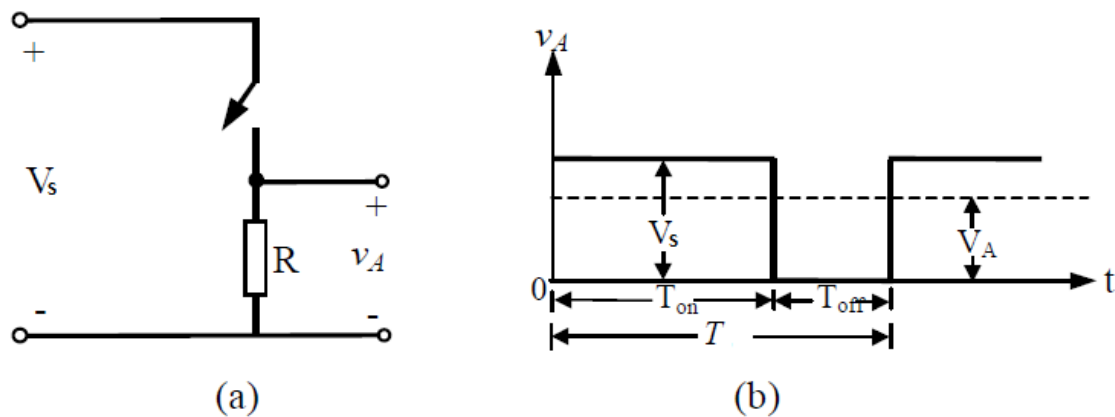


Figura 1.5 Control del valor medio de la salida mediante la conmutación del transistor

En este método, llamado modulación por ancho de pulso (Pulse-Width-Modulation PWM), se varía la relación de conducción (ciclo de trabajo) del interruptor llamado D , que se define como la relación entre el tiempo que el interruptor permanece cerrado (T_{on}) respecto al período de conmutación. Los dos parámetros que determinan la forma de onda de la Figura 1.5(b) son la relación de conducción D y la frecuencia de conmutación f_{sw} . Estos parámetros se definen en las ecuaciones (1.1) y (1.2), respectivamente:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} \quad (1.1)$$

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{SW}} \quad (1.2)$$

En realidad los convertidores continua-continua (CC/CC) tienen el principio de funcionamiento de la Figura 1.5 y además presentan un filtro paso bajo para obtener el valor medio de la tensión rectangular (Figura 1.5(b)).

En la Figura 1.6 se muestra un modelo de una estructura sencilla de un convertidor CC/CC alimentado por tensión continua.

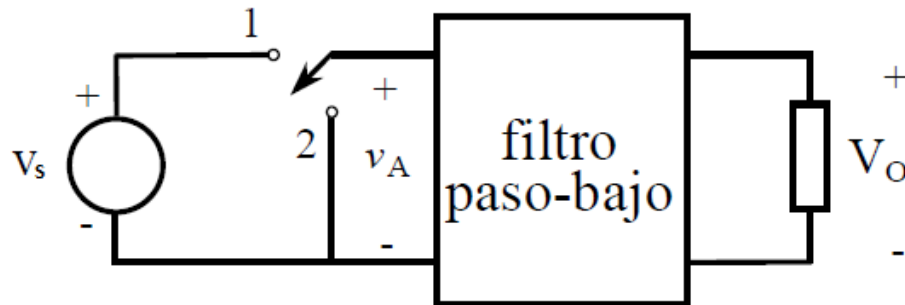


Figura 1.6 Esquema de un convertidor CC/CC

La tensión de entrada V_s se supone continua, pero no tiene por qué ser una tensión regulada; en general tendrá un rizado no nulo. El conmutador de dos posiciones funciona a una frecuencia suficientemente mayor que la correspondiente al rizado de V_s . Por lo tanto, la forma de onda v_A es como la que aparece en la Figura 1.7.

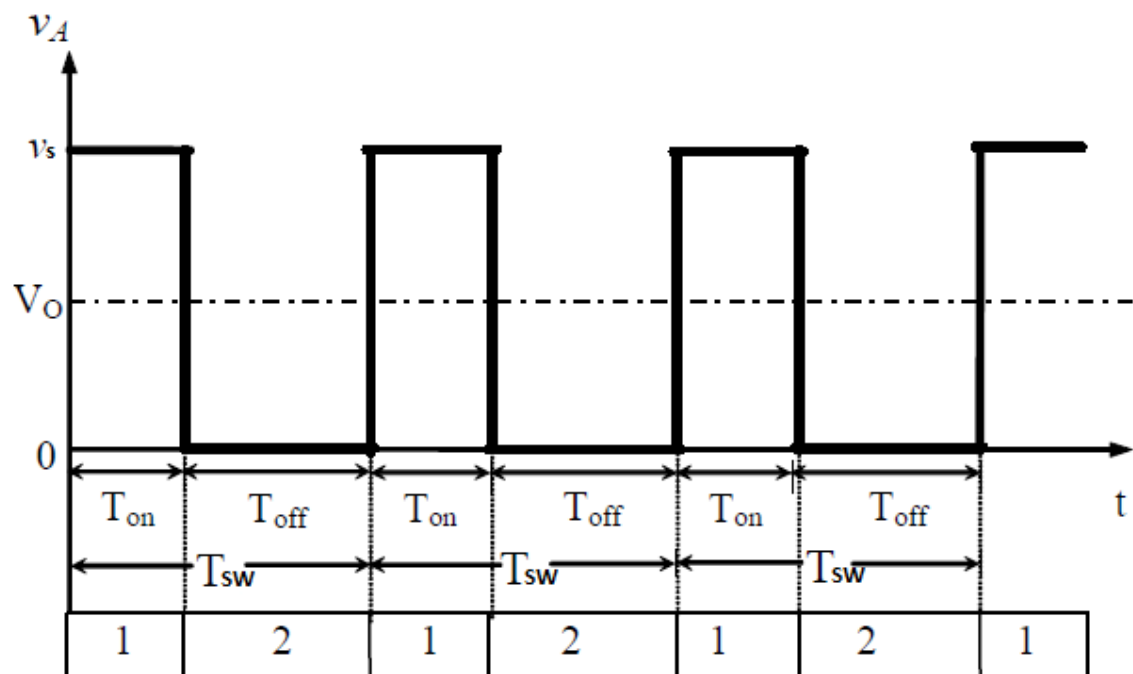


Figura 1.7 Forma de onda a la entrada del filtro paso-bajo de un convertidor CC/CC

Como se ha comentado, el filtro paso-bajo que aparece en la etapa de salida sirve para obtener el valor medio de la forma de onda de v_A a la salida, eliminando tanto la componente fundamental, como todos los armónicos de su desarrollo en series de Fourier.

Trabajando con este método (PWM), habitualmente, la frecuencia de conmutación es constante y la señal que controla el transistor (estado abierto o cerrado), se genera comparando una tensión de control V_{comp} con una forma de onda repetitiva triangular como se muestra en la Figura 1.8. La señal de la tensión de control generalmente se obtiene amplificando el error, o la diferencia entre la tensión de salida (medida) con el valor de tensión deseado.

La forma de onda de la tensión triangular tiene un valor de pico ($V_{t\max}$) constante y su frecuencia es la que establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y suele estar en el rango de los kHz hasta algunos cientos de kHz.

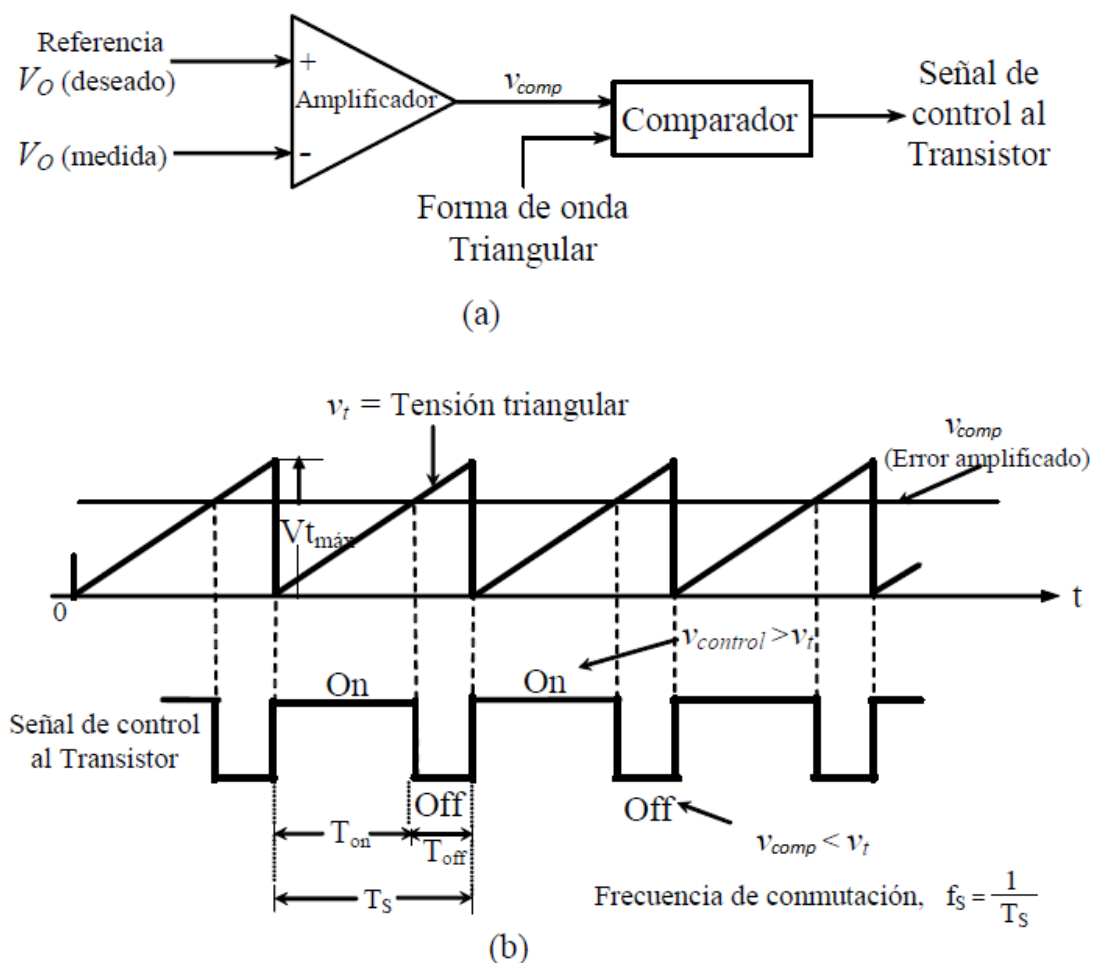


Figura 1.8 Modulación por ancho de pulso: (a) Esquema modulador (b) Formas de onda del modulador

De la comparación entre la tensión triangular y la señal amplificada del error V_{comp} , la cual varía muy lentamente en el tiempo comparada con la frecuencia de conmutación, la señal resultante presenta una forma de onda rectangular y es la que controla el transistor. Cuando $V_{control} > V_t$, el transistor de potencia se cierra (ON) y en caso contrario el transistor se abre (OFF).

La relación de conducción D se puede expresar en términos de V_{comp} y el valor de pico de la forma de onda triangular V_{tmax} :

$$D = \frac{T_{ON}}{T_{SW}} = \frac{V_{comp}}{V_{tmax}} \quad (1.3)$$

1.2. PERSONAL DIGITAL ASSISTANT (PDA)

En los últimos años, la necesidad de estar continuamente conectados, ya sea por trabajo u ocio personal, ha provocado la aparición de nuevos aparatos electrónicos capaces de ser portables a cualquier lugar. Uno de estos aparatos es la PDA (Personal Digital Assistant).

La PDA es un ordenador de bolsillo que permite tener en cualquier lugar muchas de las funciones que hace un ordenador de mesa, como por ejemplo: crear documentos, correo electrónico, navegar por internet, almacenamiento de información, etc.



Figura 1.9 Imagen de una PDA (HACER N10)

Algunas de sus características básicas son:

- Poseen una pantalla táctil para introducir información sin necesidad de teclados.
- Tienen memoria interna, y en ocasiones también externa (tarjetas de memoria), que permiten almacenar información.
- Es posible implementar una grandísima variedad de software y aplicaciones.
- Poseen una conectividad vía bluetooth y Wi-Fi, que permite su conexión con otros aparatos electrónicos.
- Obtienen una cierta autonomía gracias a una batería de Ni-MH o de Li-Ion.

Por lo general, estos dispositivos son utilizados de manera doméstica, pero debido a su funcionalidad y a la posibilidad de integrar una gran variedad de software, se han extendido a otros campos tales como:

- Domótica: control de componentes domóticos y alarmas.
- Automovilismo: utilizadas como sistema de control de algunos aspectos del vehículo y también como GPS.
- Medicina: usadas para almacenar datos de pacientes, ayuda en el diagnóstico y tratamiento de enfermedades, calculadoras de parámetros antropométricos e índices médicos.
- Educativo: integración en las aulas como herramienta de aprendizaje para los alumnos.
- Industria: almacenamiento de información, conexión y control de cadenas de montaje, creación de estadísticas.

En el mercado se encuentran una gran variedad de marcas y modelos, las cuales poseen unas características básicas en común, pero que en ocasiones incorporan distintas características sobre todo de software. Dependiendo de la marca existen distintos sistemas operativos como son, Android, Windows Phone, iOS, Symbian OS, Linux, etc.

Hoy en día, la integración de la funcionalidad como teléfono móvil ha creado un aumento exponencial en el uso de las PDAs. Sus numerosas utilidades han creado que este tipo de aparatos electrónicos sean indispensables en nuestra vida cotidiana, ya sea por trabajo o por ocio personal.

La alimentación de la PDA se realiza desde una batería, la cual debe alimentar con una tensión continua de 3,3V. Pero existe el problema de que las baterías no proporcionan una tensión constante, ya que suministran una tensión máxima cuando están cargadas y a medida que se descargan, la tensión proporcionada disminuye.

Las baterías más usadas hoy en día, son las baterías de Ni-MH y de Li-Ion. Las cuales proporcionan un rango de tensión:

- Ni-MH: 1,8 ~ 2,6V.
- Li-Ion: 2,4 ~ 4,3V.

Por lo tanto se debe regular la tensión de salida de la batería, para obtener la tensión interna de funcionamiento (3,3V) durante toda la descarga de la batería. Para ello se necesitará un convertidor CC-CC que regule dicha tensión.

Para este tipo de aplicaciones el tipo de batería más utilizada es el Li-ion. La cual proporciona una tensión mayor (4,3V) a la tensión de funcionamiento (3,3V), cuando se encuentra cargada completamente, y una tensión menor (2,4V) cuando se descarga. Por lo tanto es necesario un convertidor que pueda actuar como reductor y elevador de la tensión sin cambiar la polaridad.

El convertidor SEPIC cumple todas las especificaciones necesarias para este tipo de aplicaciones, ya que se puede obtener una salida mayor, igual o menor a la tensión de entrada sin cambiar la polaridad. Por ello el convertidor SEPIC es una buena opción para esta aplicación, ya que gracias a un sistema de realimentación es capaz de proporcionar una tensión de salida constante, independientemente de la tensión de la batería.

Por ello se realizará un estudio del convertidor SEPIC y sus aplicaciones en sistemas portátiles (PDAs).



2. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC



2. ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

En este capítulo se realiza un estudio en condiciones estáticas o de Régimen Permanente del convertidor Single-ended primary-inductor converter (SEPIC). El análisis estático de un convertidor CC/CC consiste en la determinación de las características de sus componentes a partir de unos requerimientos o especificaciones de trabajo deseadas. Se consideran todos los elementos del sistema ideales y que no existen pérdidas. El objetivo de este capítulo es observar el funcionamiento de todos los elementos del sistema en condiciones de Régimen Permanente.

- Primero, se exponen las condiciones de Régimen Permanente del sistema. Se calcula la relación de transformación del convertidor y se explica su comportamiento en ambos Modos de Conducción.
- Segundo, se realiza un estudio teórico exponiendo las expresiones que permiten el cálculo de las tensiones y corrientes en todos los componentes del convertidor, mostrando en este punto las ecuaciones características de cada elemento junto con sus valores medios, máximos y mínimos.
- Por último, se lleva a cabo una simulación del circuito conmutado, a través de la herramienta de software PSIM, en un caso concreto. Obteniendo las formas de onda de corriente y de tensión de cada componente del convertidor.



2.1. RÉGIMEN PERMANENTE

Para el cálculo en este apartado se debe considerar el sistema en Régimen Permanente. Esto quiere decir que el sistema se encuentra en equilibrio estático. Los voltajes y corrientes de todos los componentes son funciones periódicas que no se alteran a través del tiempo.

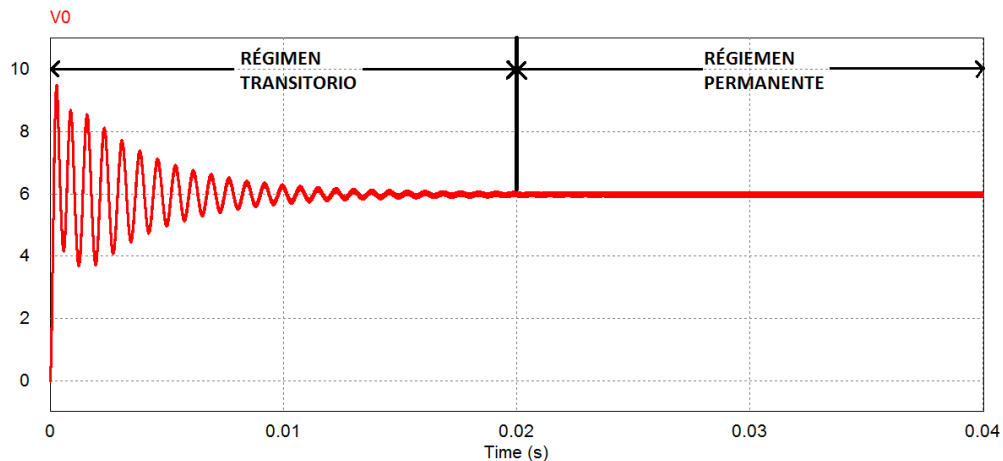


Figura 2.1 Régimen transitorio – Régimen permanente

En la Figura 2.1 se puede observar que el sistema tarda un tiempo desde el arranque hasta llegar al punto de equilibrio estático. Es en este punto donde el sistema se encuentra estable donde se va a trabajar.

Para realizar los cálculos teóricos en este apartado, se tendrán en cuenta las siguientes condiciones iniciales [10]:

1. Ambas inductancias son muy grandes y la corriente en ellas es constante, y el valor medio de la tensión por ambas inductancias es nula.
2. Ambas capacidades son muy grandes y el voltaje a través de ellas es constante, y el valor medio de la corriente por ambas capacidades es nula.
3. El circuito funciona en estado estacionario, lo que significa que la forma del voltaje y de la corriente son periódicas.
4. Para una relación de trabajo de D , el interruptor estará cerrado en DT (T_{on}) y abierto en $(1 - D)T$ (T_{off}).
5. El interruptor y el diodo son ideales.

2.2. FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR SEPIC

A continuación, en la Figura 2.2, se muestra el convertidor, señalando las corrientes y tensiones de los elementos del sistema.

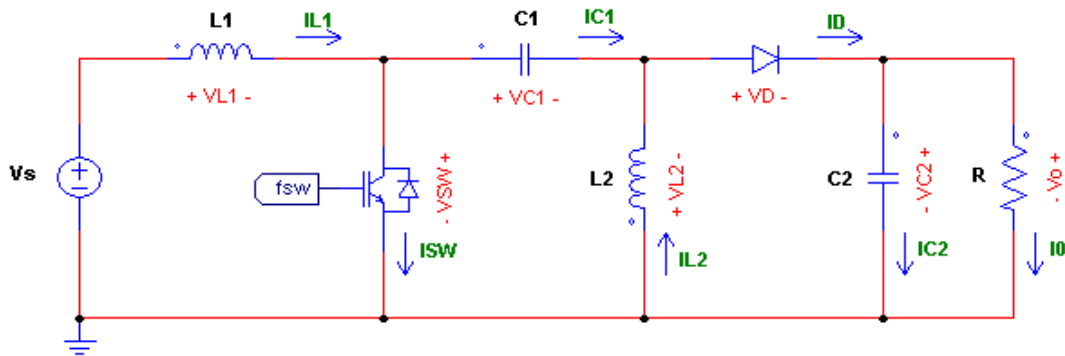


Figura 2.2 Corrientes y tensiones en el convertidor SEPIC

El funcionamiento en estado estático o de Régimen Permanente para la topología SEPIC en un periodo de conmutación posee dos estados, transistor en ON (DT_{SW}) y transistor en OFF $(1 - D)T_{SW}$.

Cuando el transistor se encuentra encendido, el diodo se polariza en inversa y no conduce durante el intervalo DT_{SW} . En este periodo de tiempo, la inductancia L_2 , almacena energía y el condensador de salida C_2 se descarga a través de la resistencia de carga, y la energía almacenada en el condensador C_1 , se transfiere a la bobina L_2 .

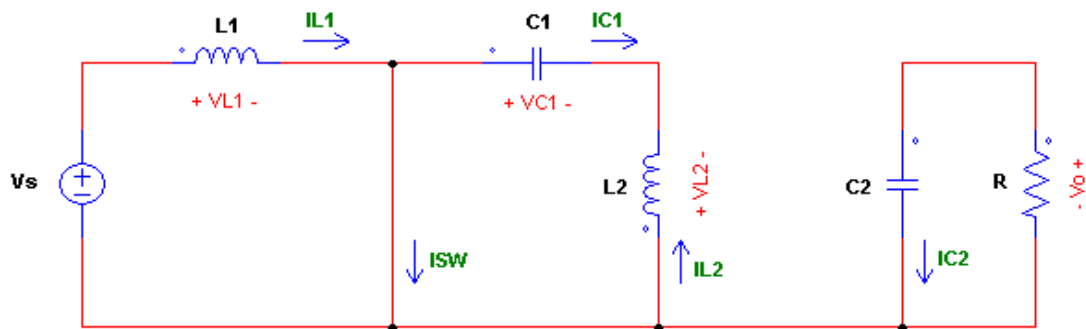


Figura 2.3 Funcionamiento del convertidor: transistor en ON

Cuando el transistor se apaga, el diodo se polariza en directa, y conduce, permitiendo que la energía almacenada en las bobinas L_1 y L_2 , se transfieran a la resistencia de

carga, cargando al condensador de salida C_2 con una tensión positiva. En este mismo intervalo de tiempo el condensador C_1 se carga con la tensión de entrada.

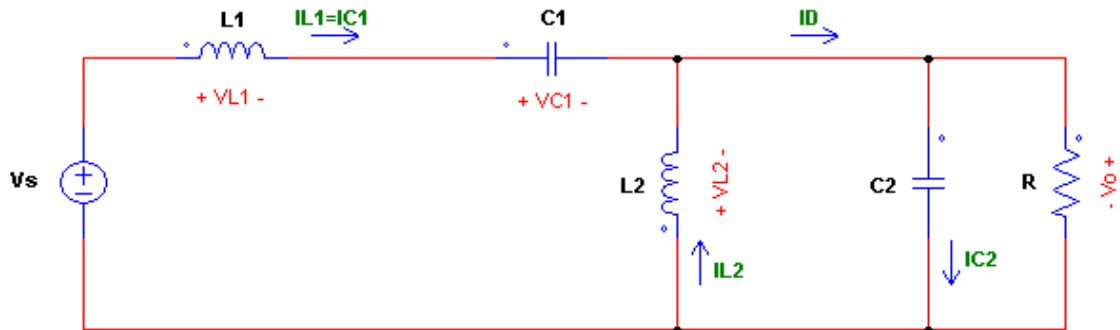


Figura 2.4 Funcionamiento del convertidor: transistor en OFF

2.2.1. GANANCIA DE TENSIÓN EN MCC

Los cálculos están realizados para un Modo de Conducción Continuo. Este modo se cumple siempre y cuando la corriente por la inductancia L_2 no se anule durante el periodo en el que el diodo se encuentra conduciendo $(1 - D)T_{sw}$.

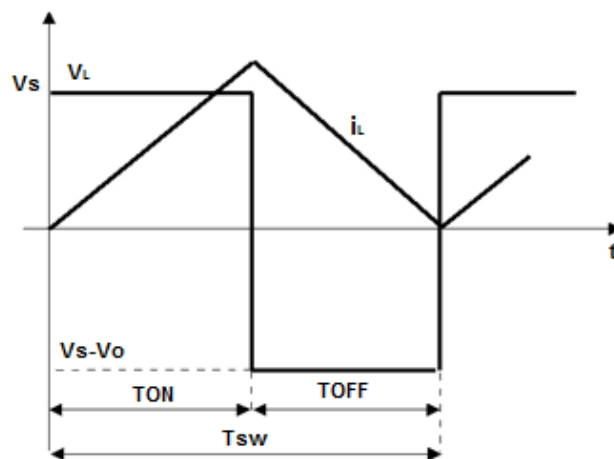


Figura 2.5 Modo Conducción Continuo. Corriente y tensión por la bobina L_2

Se asume que la corriente de la inductancia es continua en este análisis. Otra observación es que el promedio de las tensiones de las inductancias es cero y el

promedio de las corrientes por los condensadores también es cero debido a las condiciones de Régimen Permanente.

Se aplica la ley de Kirchhoff sobre tensiones obtenemos:

$$-V_s + v_{L1} + v_{C1} - v_{L2} = 0 \quad (2.1)$$

Se promedian las tensiones:

$$-V_s + 0 + V_{C1} - 0 = 0 \quad (2.2)$$

El promediado de la tensión por el condensador C_1 es:

$$V_{C1} = V_s \quad (2.3)$$

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo esta ON, como se puede observar en la Figura 2.5 la tensión por L_1 en el intervalo DT_{SW} es:

$$V_{L1} = V_s \quad (2.4)$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo esta OFF, en la maya se obtiene:

$$-V_s + v_{L1} + v_{C1} - V_0 = 0 \quad (2.5)$$

Se asume que la tensión a través del C_1 se mantiene constante y es igual a V_s durante el intervalo $(1 - D)T_{SW}$.

$$-V_s + v_{L1} + V_s - V_0 = 0 \quad (2.6)$$

$$v_{L1} = -V_0 \quad (2.7)$$

Durante el periodo de operación el promedio de la tensión por la inductancia es cero. El balance de tensiones se puede obtener:

$$(v_{L1,S \text{ cerrado}})(DT_{SW}) + (v_{L1,S \text{ abierto}})(1 - D)T_{SW} = 0 \quad (2.8)$$

Sustituyendo los valores de los voltajes de las ecuaciones (2.4) y (2.7):

$$V_s(DT_{SW}) - V_0(1 - D)T_{SW} = 0 \quad (2.9)$$

Donde D es el ciclo de trabajo del interruptor.

Se puede obtener la salida a través del valor de la entrada y del ciclo de trabajo como muestra la ecuación (2.10).

$$V_o = V_s \left(\frac{D}{1-D} \right) \quad (2.10)$$

El ciclo de trabajo es:

$$D = \frac{V_o}{V_o + V_s} \quad (2.11)$$

2.2.2. GANANCIA DE TENSIÓN EN MCD

El comportamiento en este modo se basa en asumir que la corriente por L_2 se anula durante el intervalo en que conduce el diodo. Este modo se cumple si la inductancia L_2 es suficientemente pequeña. Se supondrá ahora que la corriente i_{L2} se anula a partir de algún instante del intervalo.

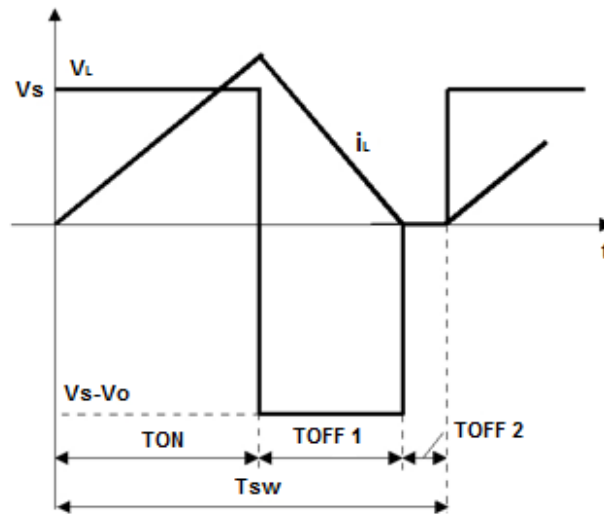


Figura 2.6 Modo Conducción Discontinuo. Corriente y tensión por la bobina L_2

Aplicando balance de tensiones por unidad de tiempo en la bobina L_2 , se obtiene la ganancia del convertidor en modo de conducción discontinuo:

$$m_d = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D(T_{ON})}{\sqrt{K}} \quad (2.12)$$

Obtenida de la referencia [9].

2.2.3. PARÁMETRO K

El modo de conducción en convertidores CC/CC usados, en aplicaciones "normales", depende del parámetro adimensional K , y es definido por la siguiente ecuación:

$$K = \frac{2L_{eq}}{RT_{SW}} \quad (2.13)$$

Donde L_{eq} , es la inductancia equivalente, R la carga y T_{SW} el período de conmutación del convertidor.

Para que el circuito funcione en MCD se debe cumplir la siguiente premisa:

$$\frac{1}{2} \Delta i_{L2} \geq \bar{i}_{L2} \quad (2.14)$$

Es decir, la mitad del rizado de la corriente de la bobina debe ser igual o mayor a la corriente media por la bobina. Si es igual se encontrará en la frontera entre MCC y MCD, si el rizado es mayor estará en MCD.

La corriente por la bobina es:

$$i_{L2} = \frac{1}{L_2} \frac{\delta V_{L2}}{\delta t} \rightarrow \Delta i_{L2} = \frac{V_S}{L_2} DT \quad (2.15)$$

$$\bar{i}_{L2} = \frac{I_0}{1-D} \quad (2.16)$$

Sustituyendo (2.15 y (2.16 en (2.14 se obtiene:

$$\frac{1}{2} \frac{V_S}{L_2} DT = \frac{I_0}{1-D} \rightarrow \frac{TR_0}{2L_2} = \frac{V_0}{V_S} \frac{1}{D(1-D)}$$

De esta forma obtenemos el parámetro K el cual nos permite saber en qué modo de conducción nos encontramos, o seleccionar los componentes adecuados para cada modo.

$$K_{critica} = (1-D)^2 \quad (2.17)$$

Si $K > K_{critica}$ convertidor en MCC.

Si $K = K_{critica}$ convertidor en límite entre MCC y MCD.

Si $K < K_{critica}$ convertidor en MCD.

2.3. ANÁLISIS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR

El convertidor CC/CC SEPIC está constituido por cuatro elementos almacenadores de energía, los cuales son dos condensadores y dos bobinas. Por otro lado, posee dos elementos activos como son: un transistor que sirve como interruptor del circuito y un diodo.

En este apartado se va a realizar el cálculo teórico de las corrientes y tensiones de los elementos que componen el circuito.

2.3.1. CORRIENTES

BOBINA L_1

Se parte de la premisa de que no hay pérdidas en el convertidor, la potencia administrada por la fuente es la misma que la absorbida por la carga:

$$P_S = P_0 \quad (2.18)$$

La potencia en la fuente es la tensión por el promedio de la corriente, y en este caso, la corriente es igual a la de L_1 :

$$P_S = V_S I_S = V_S I_{L1} \quad (2.19)$$

La potencia de salida se expresa:

$$P_0 = V_0 I_0 \quad (2.20)$$

La solución del promedio de la corriente por la inductancia es:

$$I_{L1} = I_S = \frac{V_0 I_0}{V_S} = \frac{V_0^2}{V_S R} \quad (2.21)$$

La variación de i_{L1} cuando el interruptor está cerrado se encuentra desde:

$$v_{L1} = V_S = L_1 \left(\frac{di_{L1}}{dt} \right) = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{DT} \right) \quad (2.22)$$

Solución para Δi_{L1} :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_S DT}{L_1} = \frac{V_S D}{L_1 f} \quad (2.23)$$

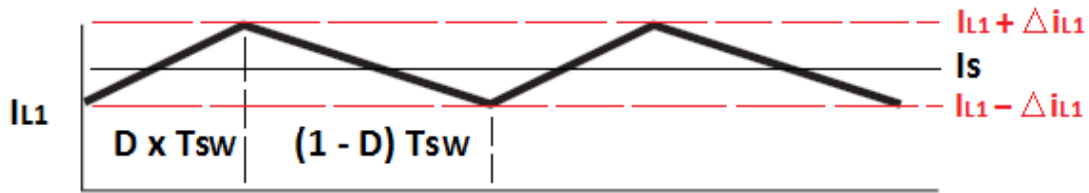


Figura 2.7 Corriente por la bobina L_1

BOBINA L_2

Para L_2 , el promedio de la corriente está determinado por la ley de Kirchhoff sobre las corrientes en el nudo de C_1 , L_2 y el diodo.

$$i_{L2} = i_D - i_{C1} \quad (2.24)$$

La corriente por el diodo es:

$$i_D = i_{C2} + I_0 \quad (2.25)$$

Sustituyendo (2.24) en (2.25), se obtiene:

$$i_{L2} = i_{C2} + I_0 - i_{C1} \quad (2.26)$$

El promedio de las corrientes de los condensadores es cero, por lo tanto el promedio de la corriente en L_2 es:

$$I_{L2} = I_0 \quad (2.27)$$

La variación en i_{L2} está determinada por el circuito cuando el interruptor está cerrado. Usando la ley de Kirchhoff sobre tensiones en el camino del interruptor cerrado, C_1 , y L_2 y con el voltaje a través de C_1 constante e igual a V_s , se obtiene:

$$v_{L2} = v_{C1} = V_s = L_2 \left(\frac{di_{L2}}{dt} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{DT} \right) \quad (2.28)$$

Despejando Δi_{L2} :

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_s DT}{L_2} = \frac{V_s D}{L_2 f} \quad (2.29)$$

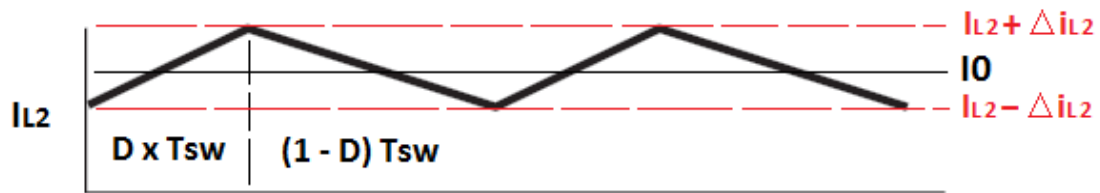


Figura 2.8 Corriente por la bobina L_2

DIODO

Aplicando la ley de Kirchhoff sobre corrientes se obtiene la corriente por el diodo y por el interruptor:

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} + i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$



Figura 2.9 Corriente por el diodo

TRANSISTOR

$$i_{SW} = \begin{cases} i_{L1} + i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ 0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$



Figura 2.10 Corriente por el transistor

Para el cálculo de las corrientes por ambos condensadores se aplica la ley de Kirchhoff en ambos:

CONDENSADOR C_1

$$i_{C1} = \begin{cases} -i_{L2} & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} & \text{cuando el interuptor esta abierto} \end{cases}$$

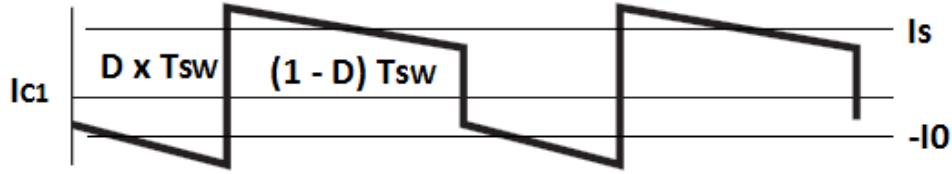


Figura 2.11 Corriente por el condensador C_1

CONDENSADOR C_2

$$i_{C2} = \begin{cases} -i_0 & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ i_{L1} + i_{L2} - i_0 & \text{cuando el interuptor esta abierto} \end{cases}$$

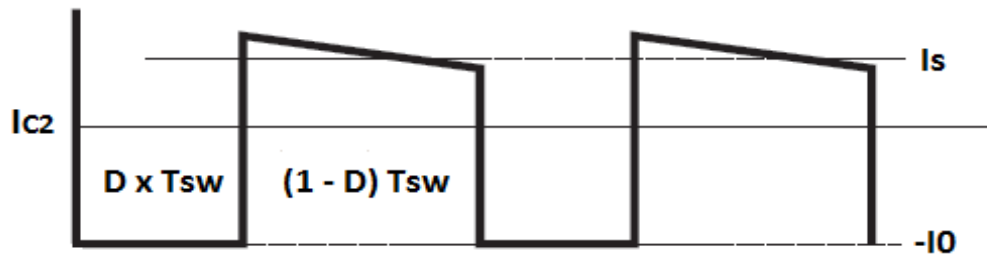


Figura 2.12 Corriente por el condensador C_2

2.3.2. TENSIONES

CONDENSADOR C_2

EL rizado de la salida depende del rizado de C_2 y se obtiene de la referencia [10] que:

$$\Delta V_0 = \Delta V_{C2} = \frac{V_0 D}{RC_2 f} \quad (2.30)$$

Para obtener el condensador optimo:

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) f} \quad (2.31)$$

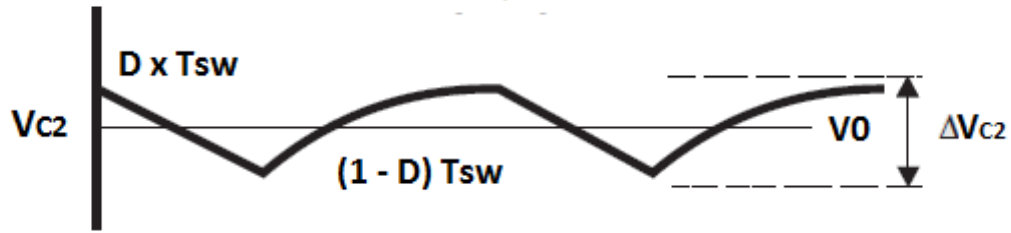


Figura 2.13 Tensión en el condensador C_2

CONDENSADOR C_1

Para el cálculo del rizado de C_1 se tiene en cuenta la definición de capacidad, y que la corriente i_{C1} es opuesta a i_{L2} , la cual ha sido previamente calculada, en donde su promedio es I_0 .

$$\Delta V_S = \Delta V_{C1} = \frac{V_0 D}{RC_1 f} \quad (2.32)$$

Despejando se obtiene C_1 :

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) f} \quad (2.33)$$

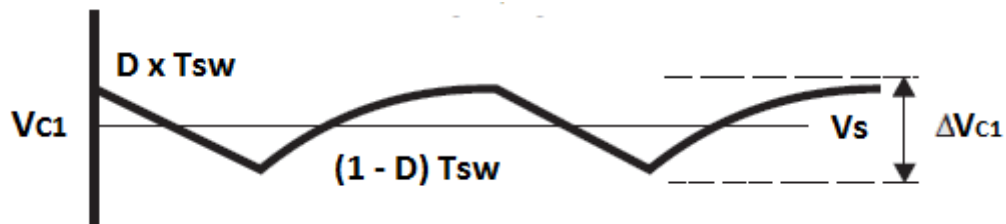


Figura 2.14 Tensión en el condensador C_1

BOBINA L_1

Para ambas inductancias se observa su comportamiento durante el periodo de operación:

$$v_{L1} = \begin{cases} V_S & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ -V_0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

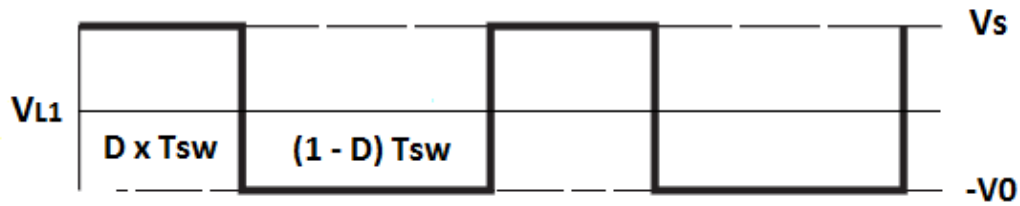


Figura 2.15 Tensión en la bobina L_1

BOBINA L_2

$$v_{L2} = \begin{cases} V_S & \text{cuando el interruptor esta cerrado} \\ -V_0 & \text{cuando el interruptor esta abierto} \end{cases}$$

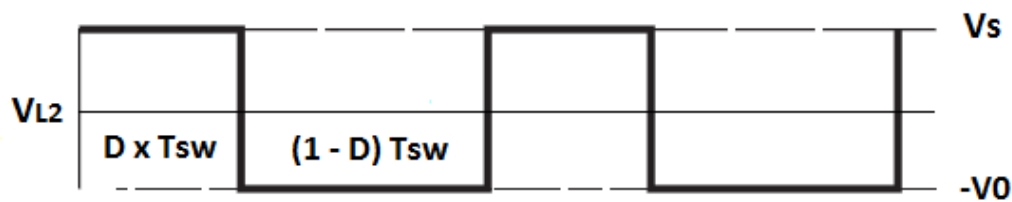


Figura 2.16 Tensión en la bobina L_2

TRANSISTOR

En cuanto a la tensión por el interruptor, se produce un corto cuando se cierra, es decir, el voltaje es 0. Mientras que cuando se abre la tensión que cae es:

$$v_{sw} = V_S + V_0 \quad (2.34)$$



Figura 2.17 Tensión en el transistor

DIODO

Para el diodo ocurre que, cuando el interruptor está abierto, la tensión que cae es 0, por otro lado cuando está cerrado se obtiene:

$$v_D = -V_S - V_0 \quad (2.35)$$



Figura 2.18 Tensión en el diodo

2.3.3. RESUMEN

En la Figura 2.19 se puede observar las corrientes y tensiones de cada elemento del circuito que compone el convertidor, así como el sentido positivo de la corriente y la polaridad de la tensión de cada componente. En la Tabla 2.1 se resume los valores teóricos de la tensión y corriente de cada elemento, valores medios y rizados.

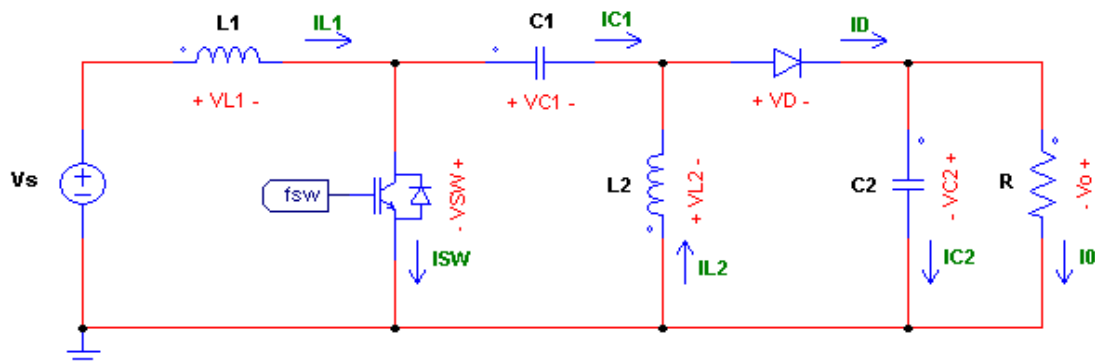


Figura 2.19 Corrientes y tensiones en el circuito

ELEMENTO	CORRIENTE (A)		TENSIÓN (V)	
	TON	TOFF	TON	TOFF
BOBINA L1	$i_{L1} = I_{L1} \pm \frac{\Delta i_{L1}}{2}$ $I_{L1} = I_S = \frac{V_0 I_0}{V_S} = \frac{V_0^2}{V_S R}$ $\Delta i_{L1} = \frac{V_S D T}{L_1} = \frac{V_S D}{L_1 f}$		V_S	$-V_0$
BOBINA L2	$i_{L2} = I_{L2} \pm \frac{\Delta i_{L2}}{2}$ $I_{L2} = I_0$ $\Delta i_{L2} = \frac{V_S D T}{L_2} = \frac{V_S D}{L_2 f}$		V_S	$-V_0$
CONDENSADOR C1	$-i_{L2}$	i_{L1}	$v_{C1} = V_s \pm \frac{\Delta v_{C1}}{2}$ $\Delta v_{C1} = \frac{V_0 D}{R C_1 f}$	
CONDENSADOR C2	$-i_0$	$i_{L1} + i_{L2} - i_0$	$v_{C2} = V_0 \pm \frac{\Delta v_{C2}}{2}$ $\Delta v_{C2} = \frac{V_0 D}{R C_2 f}$	
DIODO	0	$i_{L1} + i_{L2}$	$-V_S - V_0$	0
TRANSISTOR	$i_{L1} + i_{L2}$	0	0	$V_S + V_0$

Tabla 2.1 Resumen de las ecuaciones de las tensiones y corrientes de cada componente del convertidor

2.4. SIMULACIÓN MEDIANTE CIRCUITO CONMUTADO

En este apartado se realizará una simulación del convertidor a través de la herramienta PSIM, la cual es un software que permite la implementación y simulación de circuitos electrónicos y eléctricos.

El objetivo, es mediante la herramienta PSIM simular un caso concreto del convertidor SEPIC obtenido de la referencia [10] (pág. 236 Example 6-8) trabajando como reductor. Se obtendrán las gráficas de la tensión y corriente de cada elemento así como sus valores medios, máximos y mínimos del circuito conmutado.

Datos del convertidor:

BOBINA $L1$	90 μH	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN f_{sw}	100 kHz
BOBINA $L2$	90 μH	CICLO DE TRABAJO D	0.4
CONDENSADOR $C1$	80 μF	ENTRADA V_s	9 V
CONDENSADOR $C2$	80 μF	SALIDA V_o	6 V
CARGA R	3 Ω		

Tabla 2.2 Datos de los elementos del convertidor obtenidos de [10] pág. 236 Example 6-8

A continuación se realizara una simulación del circuito conmutado. Estudiando las formas de onda y los valores máximos, medios y mínimos de las tensiones y corrientes de los componentes del sistema.

En esta parte se observa si las formas de onda del circuito simulado coinciden con las formas teóricas representadas anteriormente (apartado 2.3 ANÁLISIS DE LOS COMPONENTES DEL CONVERTIDOR).

El circuito utilizado en PSIM es el esquemático del convertidor expuesto en la Figura 2.20, con los datos anteriormente expuestos de cada elemento. Para introducir el control necesario para el transistor se crea una señal cuadrada de 1 V_{pp} con el ciclo de trabajo que se requiere, así la señal de control será la suficiente y necesaria para esta simulación.

El tiempo de simulación empezará en Time = 0.03 s para eliminar el transitorio del arranque, la duración será de 50 μs suficiente para representar cinco periodos de conmutación.

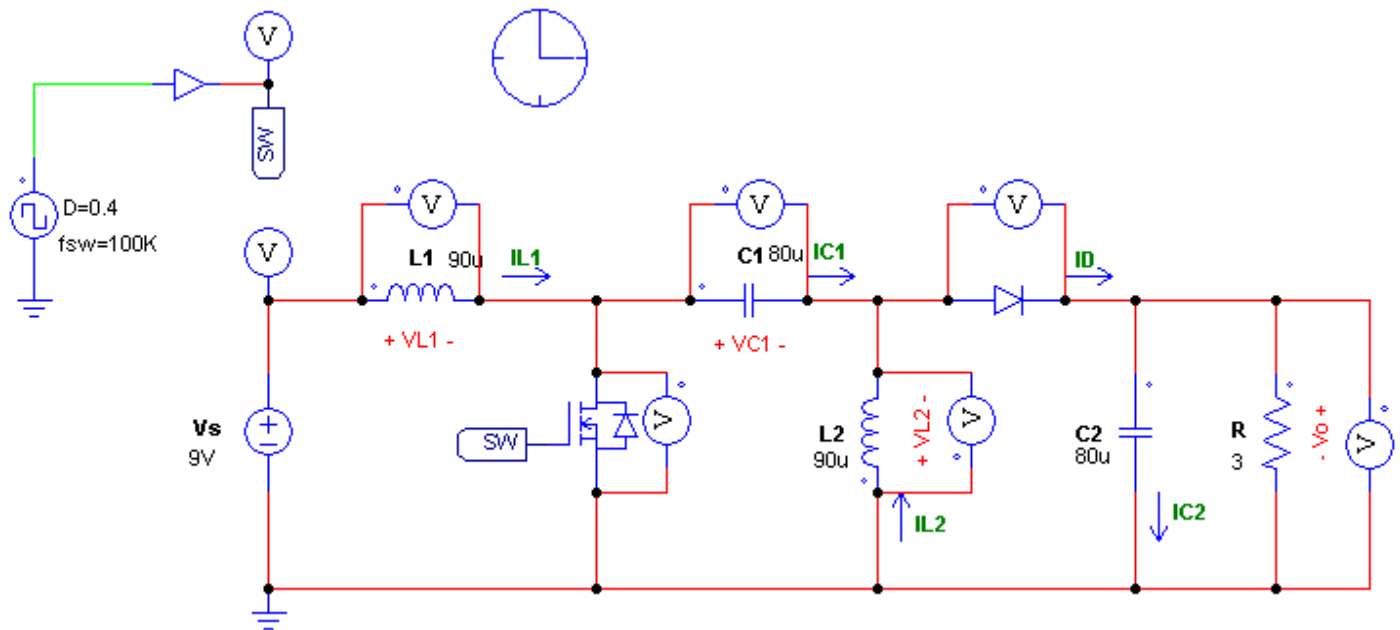


Figura 2.20 Circuito SEPIC conmutado simulado mediante de PSIM

TRANSISTOR

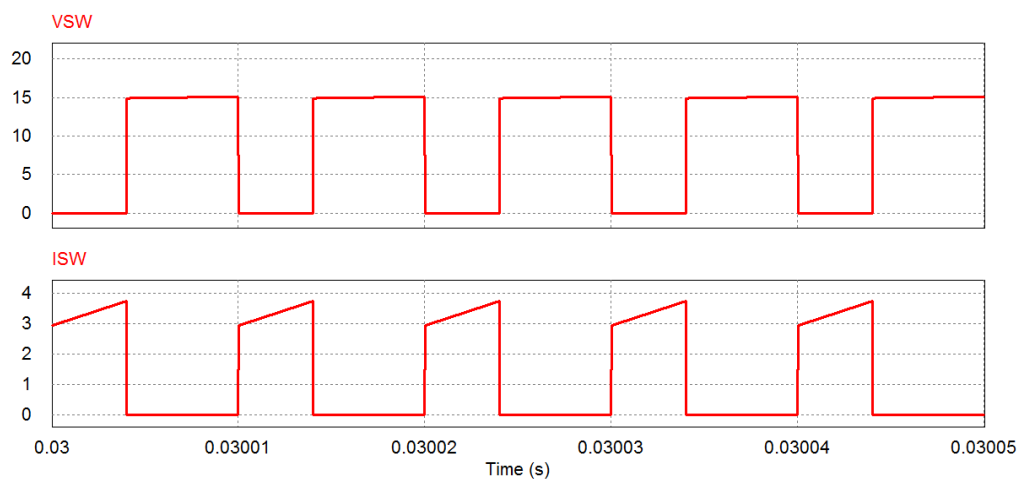


Figura 2.21 Tensión y corriente del transistor

Vsw MAX	Vsw MED	Vsw MIN	Isw MAX	Isw MED	Isw MIN
15,094 V	9,001 V	0,292 μ V	3,727 A	1,331 A	0 A

Tabla 2.3 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del transistor

BOBINA L_1

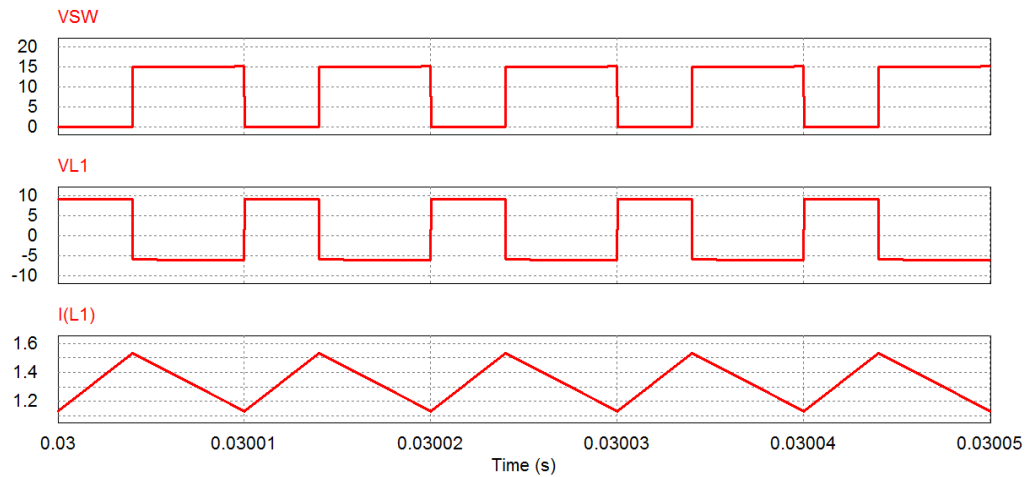


Figura 2.22 Tensión y corriente de la bobina L_1

VL1 MAX	VL1 MED	VL1 MIN	IL1 MAX	IL1 MED	IL1 MIN
9 V	-1.159 mV	-6.094 V	1,533 A	1,333 A	1,132 A

Tabla 2.4 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la bobina L_1

BOBINA L_2

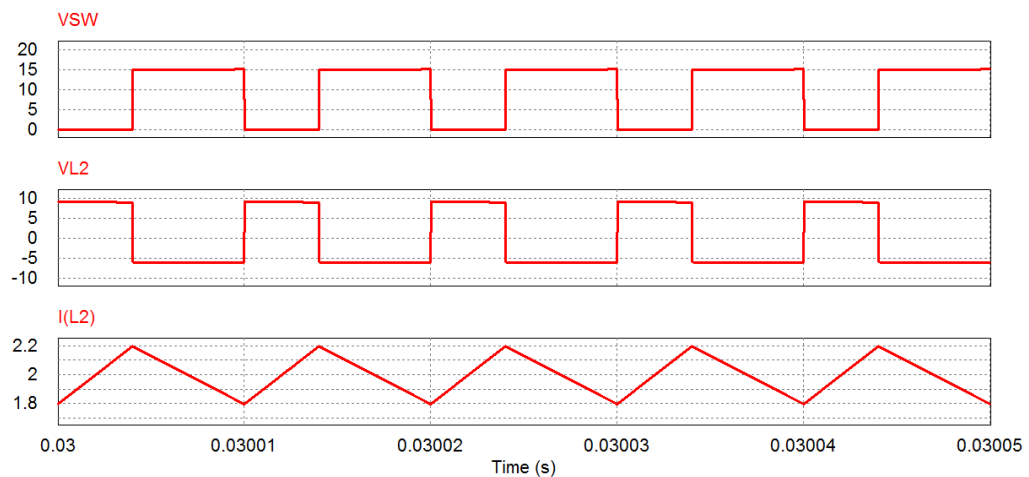


Figura 2.23 Tensión y corriente de la bobina L_2

VL2 MAX	VL2 MED	VL2 MIN	IL2 MAX	IL2 MED	IL2 MIN
9,05 V	96,22 mV	-6,044 V	2,197 A	1,997 A	1,796 A

Tabla 2.5 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la bobina L_2

CONDENSADOR C_1

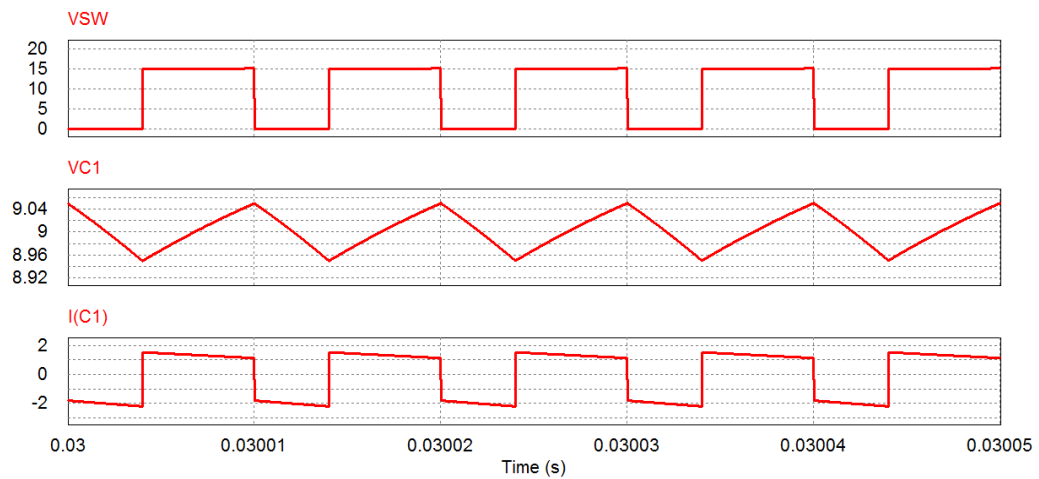


Figura 2.24 Tensión y corriente por el condensador C_1

VC1 MAX	VC1 MED	VC1 MIN	IC1 MAX	IC1 MED	IC1 MIN
9,05 V	9,002 V	8,95 V	1,533 A	1,72 mA	-2,196 A

Tabla 2.6 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del condensador C_1

CONDENSADOR C_2

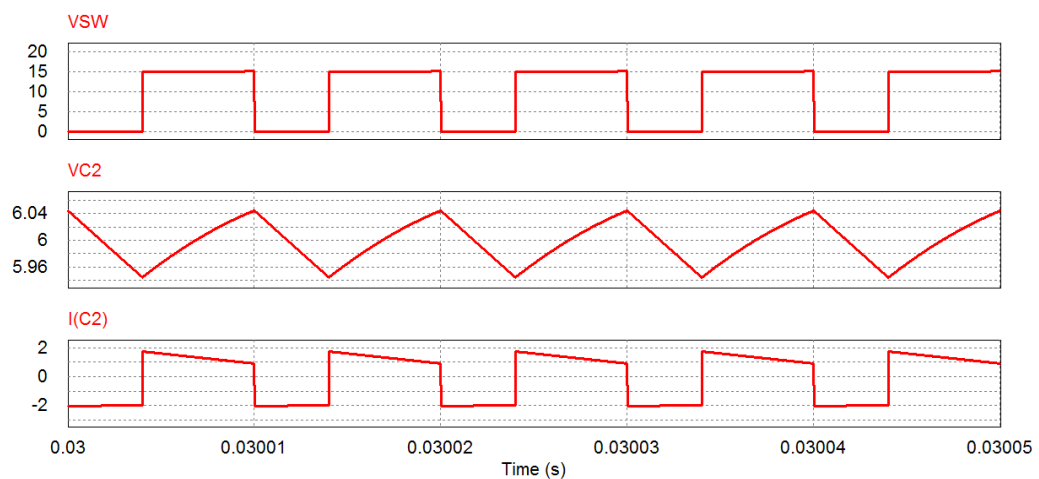


Figura 2.25 Tensión y corriente por el condensador C_2

VC2 MAX	VC2 MED	VC2 MIN	IC2 MAX	IC2 MED	IC2 MIN
6,044 V	5,997 V	5,944 V	1,748 A	-35,813 mA	-2,015 A

Tabla 2.7 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del condensador C_2

DIODO

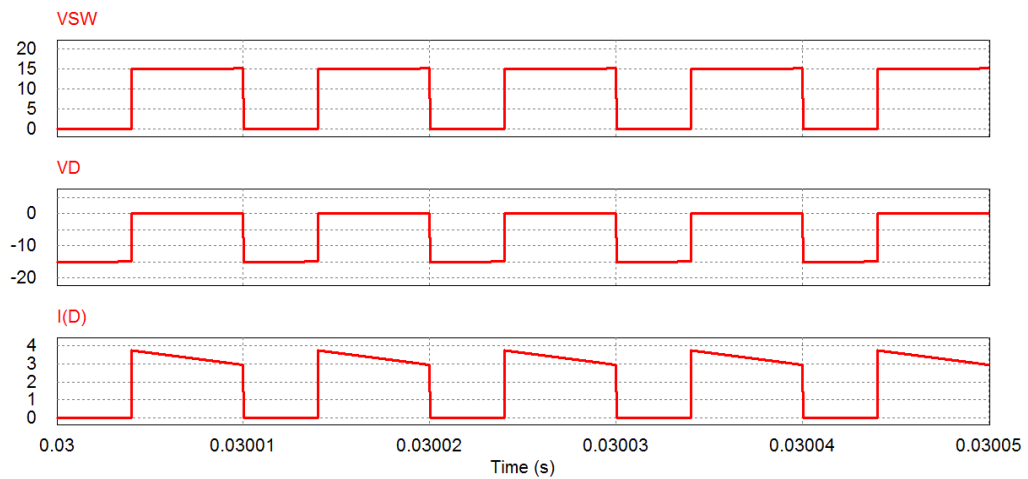


Figura 2.26 Tensión y corriente por el diodo

VD MAX	VD MED	VD MIN	ID MAX	ID MED	ID MIN
372,91 mV	-5,998 V	-15,094 V	3,729 A	1,999 A	0 A

Tabla 2.8 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente del diodo

CARGA

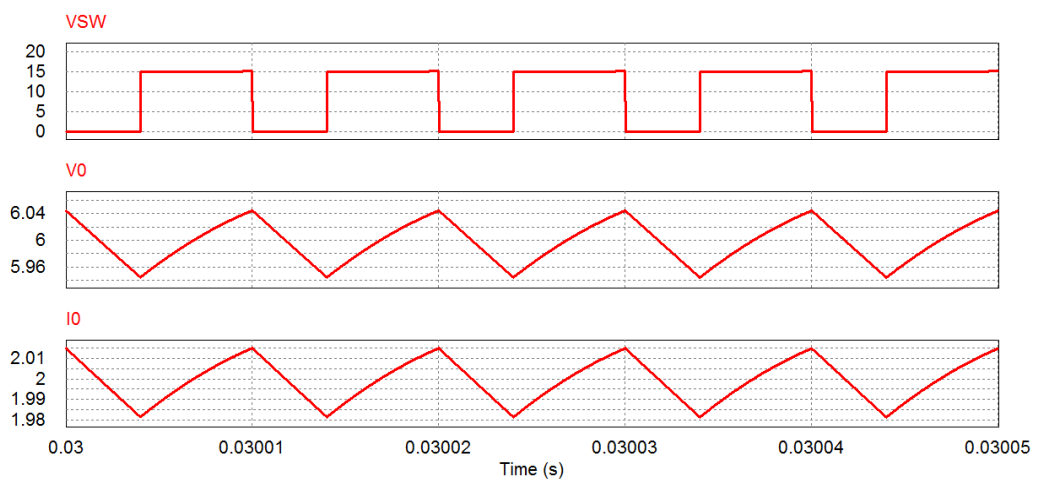


Figura 2.27 Tensión y corriente de la carga

VO MAX	VO MED	VO MIN	IO MAX	IO MED	IO MIN
6,044 V	5,997 V	5,944 V	2,015 A	1,999 A	1,981 A

Tabla 2.9 Valor máximo, mínimo y medio de la tensión y corriente de la carga





3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC



3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Este capítulo se basa en el análisis y diseño dinámico del convertidor. El diseño dinámico de un convertidor CC/CC, consiste en el cálculo de las funciones de transferencia en pequeña señal de todas las etapas de un convertidor, así como en la implementación de un lazo de control, que permita mantener la tensión de salida constante y la potencia requerida en la carga, ante pequeñas perturbaciones en cualquier punto del circuito. Dicho lazo de control actúa sobre los elementos de conmutación, modificando su tiempo de conducción con el propósito de mejorar el transitorio y la estabilidad del sistema.

La utilización de convertidores CC/CC de cuarto orden, como el estudiado en este proyecto, supone en el aspecto estático una mejora al tener cuatro componentes magnéticos, pero en el aspecto dinámico, se ve penalizado respecto a los convertidores convencionales de segundo orden.

El análisis de la planta se centra en un control en modo tensión de la tensión de salida. Se ha elegido hacerlo en modo tensión porque la aplicación que en este proyecto se estudia para el convertidor SEPIC, necesita una tensión de salida regulada.

Dadas las características de la planta del convertidor objeto de estudio, el cálculo del control se lleva a cabo mediante la herramienta de software *SmartCtrl*, el cual es un software de diseño de controladores creado específicamente para aplicaciones de electrónica de potencia.

El capítulo se estructura de la siguiente forma:

- En primer lugar se realiza una pequeña introducción a los conceptos de régimen transitorio.
- Segundo, se realizará un promediado del circuito lo cual permitirá la reproducción del comportamiento más significativo del sistema, esto proporcionará una visión física más fácil de entender.
- En tercer lugar, se obtienen las funciones de transferencia en pequeña señal de la etapa de potencia o planta del convertidor. Para ello, se obtiene un modelo promediado (realizado en el apartado anterior). Después, se linealiza y perturba respecto a un punto de operación. Finalmente, se obtiene la función de transferencia deseada. Se comprueba que las funciones de transferencia obtenidas son las que representan la planta del

3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

convertidor correctamente, a través de una comparación de la respuesta en frecuencia obtenida con el PSIM.

- En tercer lugar, se realiza una introducción a los distintos tipos de control, de un solo lazo o de doble lazo de realimentación. En este apartado se realizará el cálculo del lazo de control en modo tensión para el ejemplo utilizado en el apartado anterior a través de la herramienta SmartCtrl.

3.1. RÉGIMEN TRANSITORIO

Un circuito antes de llegar a una situación estacionaria o régimen permanente pasa por un periodo de transición durante el cual tensiones y corrientes varían hasta llegar a la condición de equilibrio impuesta por el sistema.

En general, cualquier proceso de conexión/desconexión hará que existan fenómenos transitorios. Éstos, aunque generalmente son de corta duración, pueden producir problemas serios en el funcionamiento de los circuitos. Este régimen transitorio viene condicionado por los componentes que almacenan energía: bobinas y condensadores, y por la topología del convertidor.

El análisis se realiza resolviendo las ecuaciones diferenciales que resultan de aplicar las leyes de Kirchhoff y determinando las constantes de integración que resultan de las condiciones iniciales del circuito. Este método es sencillo de aplicar en circuitos simples, 1^{er} orden y 2^o orden, pero es complicado para circuitos de orden superior.

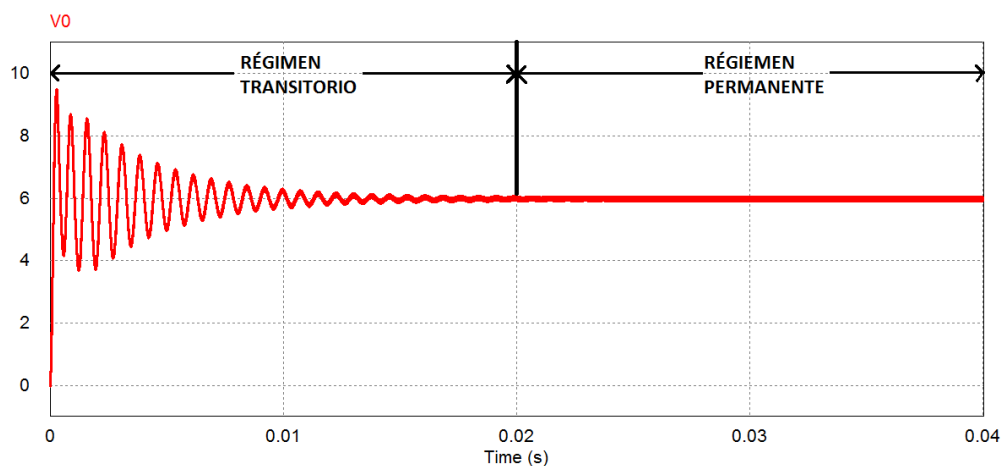


Figura 3.1 Régimen transitorio/Régimen permanente

Como se observa en la Figura 3.1 el arranque del convertidor provoca una oscilación en la señal de salida del convertidor.

Llegados a un tiempo determinado la señal se estabiliza dando paso al régimen permanente el cual no varía en el tiempo, a no ser que exista algún cambio en el circuito, como variación en la carga o en la entrada, con lo cual volvería a producirse un transitorio. Esto ocurre con todas las tensiones y corrientes de todos los elementos.

3.2. PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Con la técnica del promediado se consigue reproducir el comportamiento más significativo del sistema [8]. Se usan aproximaciones las cuales permiten:

- Mejorar la comprensión del sistema.
- Proporciona una visión física más fácil de entender.
- Ayuda a realizar diseño de control.

Con el promediado se desprecia el rizado de conmutación (alta frecuencia) y se modela únicamente las variaciones fundamentales promedios de las formas de onda del convertidor.

3.2.1. TÉCNICA DE PROMEDIADO ORIENTADA A SIMULACIÓN

OBJETIVO:

- ✓ Obtener un circuito invariante en el tiempo.
- ✓ Las corrientes y tensiones del circuito invariantes en el tiempo coinciden con las corrientes y tensiones medias en el circuito conmutado.

VENTAJAS:

- ✓ Generalidad
 - No requiere una combinación interruptor-diodo determinada.
 - No requiere una forma de onda concreta para la magnitud que se está promediando.
- ✓ Si se han descrito las ecuaciones para MCC y MCD el modelo puede distinguir en qué modo está operando el convertidor.
- ✓ Tiempo de simulación mucho menor que el necesario para simular el circuito equivalente en conmutación.
- ✓ Permite obtener simulaciones en régimen transitorio (arranques, escalones de carga, variaciones en la tensión de entrada, etc.)

Con el método de circuito promediado, se calcula la media de las formas de onda del convertidor. De este modo, el método da una interpretación más física para el modelo, y se puede aplicar directamente a un número de diferentes estructuras de convertidores y elementos de conmutación. El paso clave consiste en la sustitución de los interruptores del convertidor por fuentes de tensión y de corriente, para obtener una topología de circuito invariante en el tiempo. Las formas de onda de tensión y corriente se definen para ser idénticas al convertidor original. Para conseguir que sea invariante en el tiempo, las formas de onda del circuito convertidor se promedian sobre un período de conmutación para eliminar los armónicos de conmutación [1].

3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

En la Figura 3.2 se puede ver la topología del circuito del convertidor SEPIC no aislado. Se compone de dos inductancias, dos condensadores, un transistor, un diodo, la fuente de tensión de entrada y la resistencia de carga en la salida del convertidor.

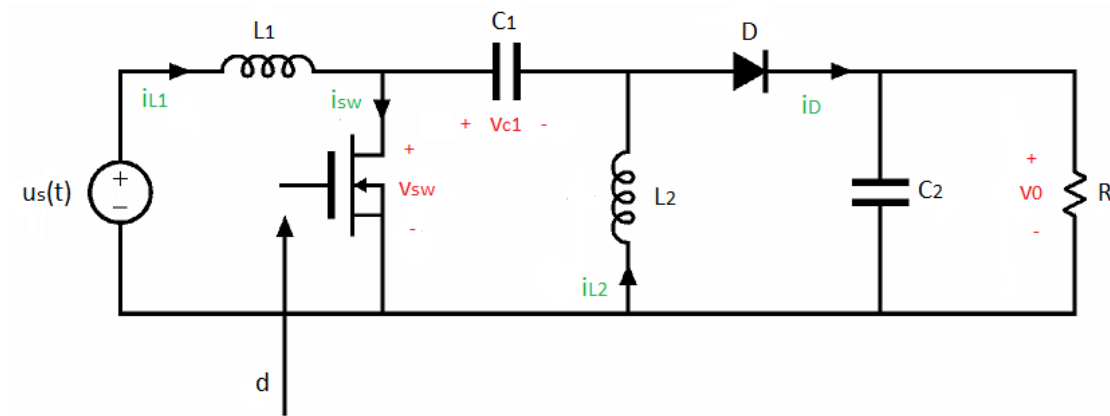


Figura 3.2 Circuito convertidor SEPIC

La idea básica de la modelización promediada es encontrar un modelo de circuito que tenga un conmutador de red promediado. A continuación, el modelo de interruptor promediado se inserta en la topología del circuito para obtener el circuito promediado.

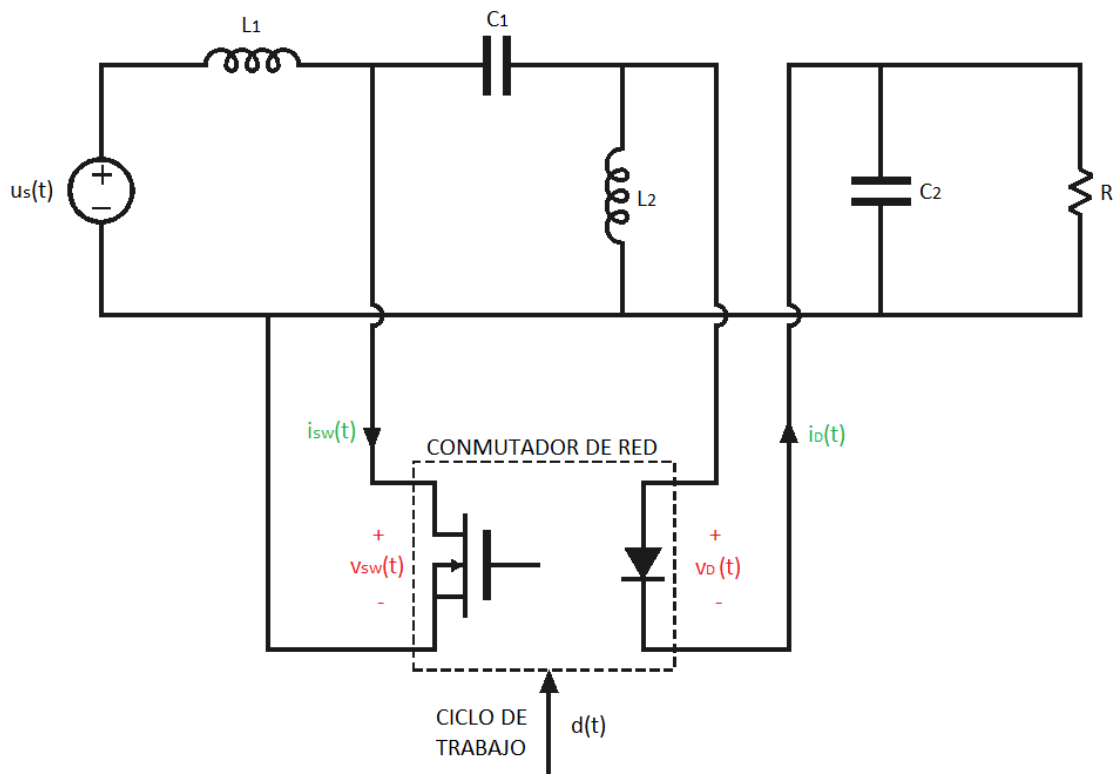


Figura 3.3 Conmutador de red

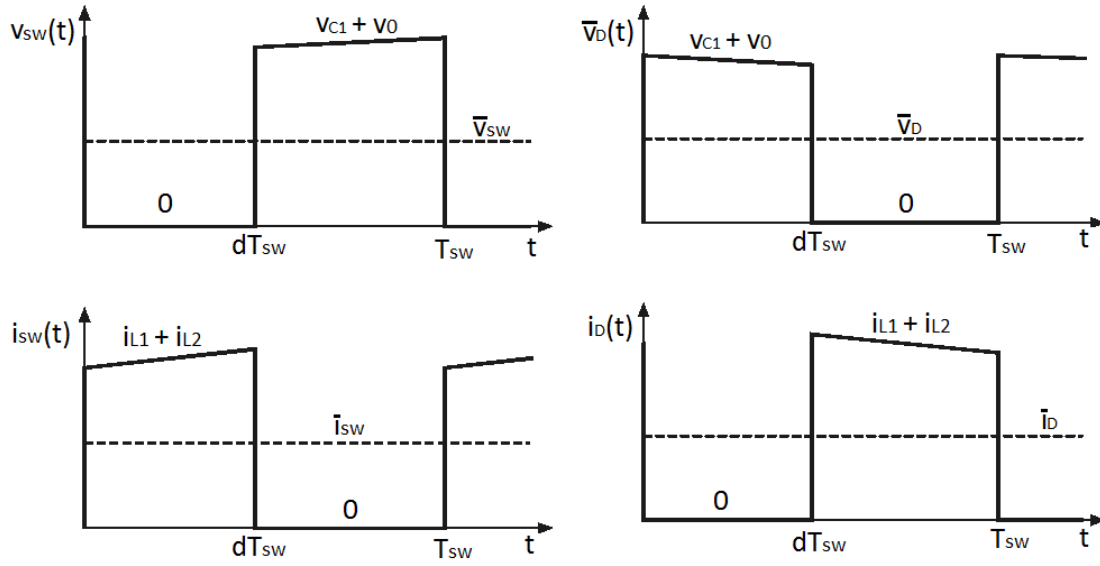


Figura 3.4 Tensión y corriente en un periodo de conmutación del transistor (izquierda) y del diodo (derecha)

El primer paso para obtener el circuito promediado es esbozar el convertidor en forma de la Figura 3.3, donde los elementos de conmutación (transistor y diodo) se separan del resto del circuito. En la Figura 3.4 se muestran las formas de onda de la red de conmutación de la operación del convertidor SEPIC en modo de conducción continua.

Suponiendo que la constante de tiempo natural del convertido es mucho mayor que el periodo de conmutación (T_{SW}) se puede promediar las formas de onda sobre el periodo de conmutación T_{SW} . El modelo obtenido predice el comportamiento del sistema en las frecuencias bajas y desprecia los armónicos de alta frecuencia de conmutación. Los valores promediados de las formas de onda se describen por:

$$v_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v_{SW}(t) dt = (v_{C1} + v_0) \cdot (1 - d) \quad (3.1)$$

$$i_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_{SW}(t) dt = (i_{L1} + i_{L2}) \cdot d \quad (3.2)$$

$$v_D = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v_D(t) dt = (v + v_0) \cdot d \quad (3.3)$$

$$i_D = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_D(t) dt = (i_{L1} + i_{L2}) \cdot (1 - d) \quad (3.4)$$

Donde el valor medio se denota por x y d es el ciclo de trabajo y actúa como una entrada de control. Se ha seleccionado i_{SW} y v_D como las entradas de conmutador de red independientes, i_D y u_{SW} son salidas de conmutación dependientes de la red.

Por lo tanto el circuito promediado calculado es:

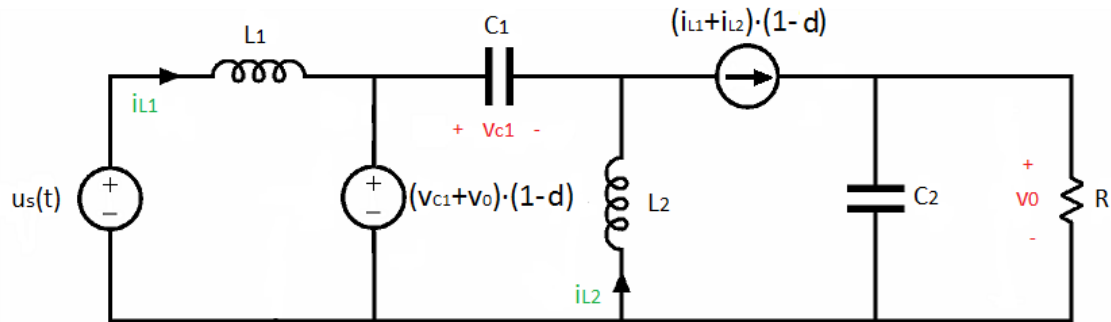


Figura 3.5 Circuito SEPIC promediado

En el siguiente apartado se realizara una comprobación mediante la herramienta de simulación PSIM, para observar gráficamente que se cumple que el circuito promediado se comporta de la misma manera que el circuito conmutado.

3.2.2. CIRCUITO PROMEDIADO

Se realiza a continuación una simulación del circito promediado anteriormente calculado. En este apartado se obtendrá el valor medio de las corrientes y tensiones de los componentes del sistema.

Además, la simulación se realizará conjuntamente con la repuesta del circuito conmutado para obserbar como actuan de forma identica ambas señales, tambien se puede obserbar como la respuesta promediada es el valor medio del sistema conmutado y como elimina el rizado de conmutación.

Los parametros utilizados en la simulación del circuito estan expuestos en Tabla 2.2.

En la Figura 3.6 se obserba el circuito promediado del convertidor SEPIC implementado en la herramienta de simulación PSIM.

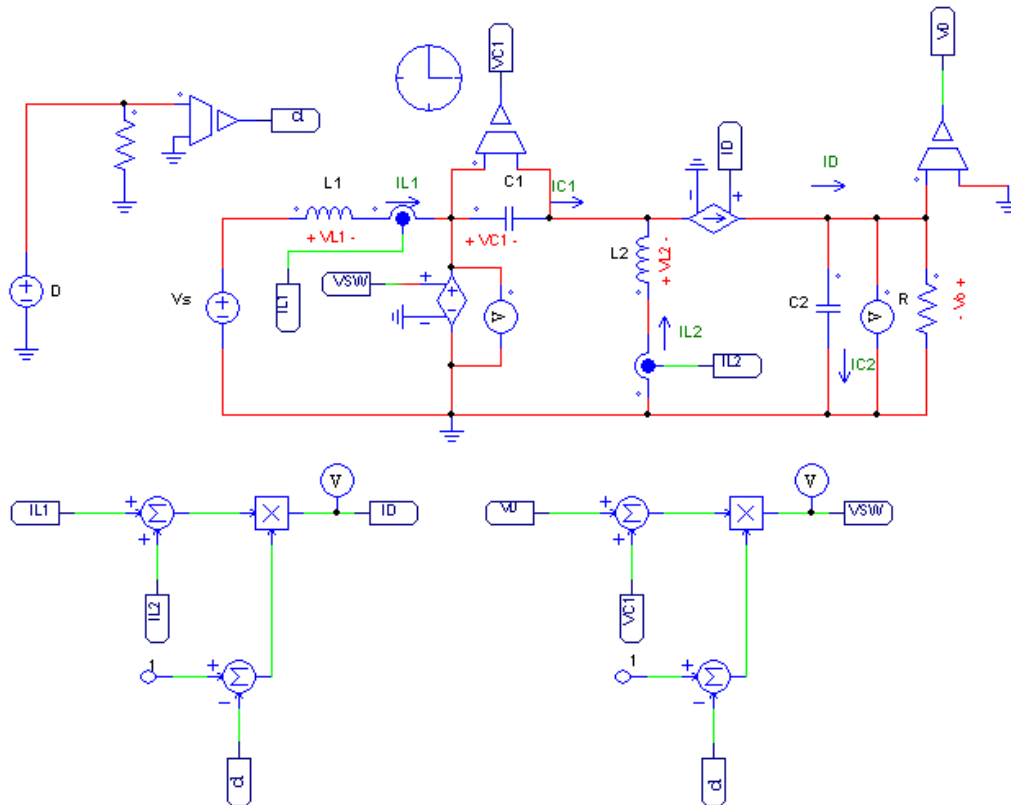


Figura 3.6 Esquemático del circuito SEPIC promediado mediante PSIM

TRANSISTOR

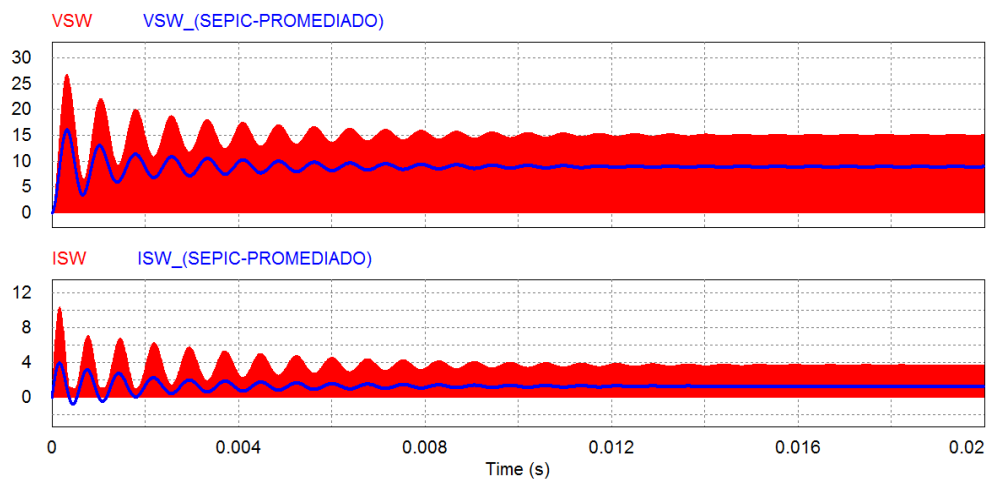


Figura 3.7 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del transistor

VSW MEDIO	9,002 V	ISW MEDIO	1,333 A
------------------	----------------	------------------	----------------

Tabla 3.1 Tensión y corriente medias del transistor

BOBINA L_1

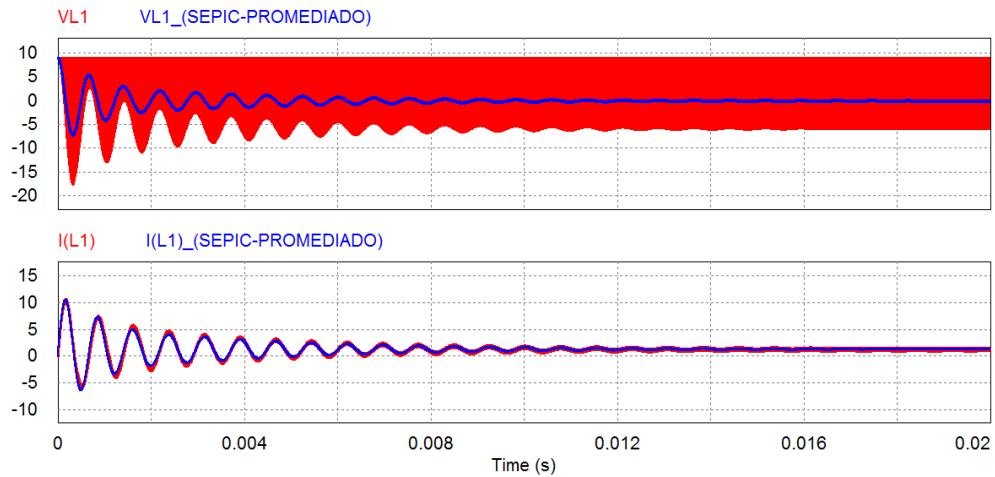


Figura 3.8 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la bobina L_1

VL1 MEDIO	-4,16 mV	IL1 MEDIO	1,357 A
------------------	-----------------	------------------	----------------

Tabla 3.2 Tensión y corriente medias de la bobina L_1

BOBINA L_2

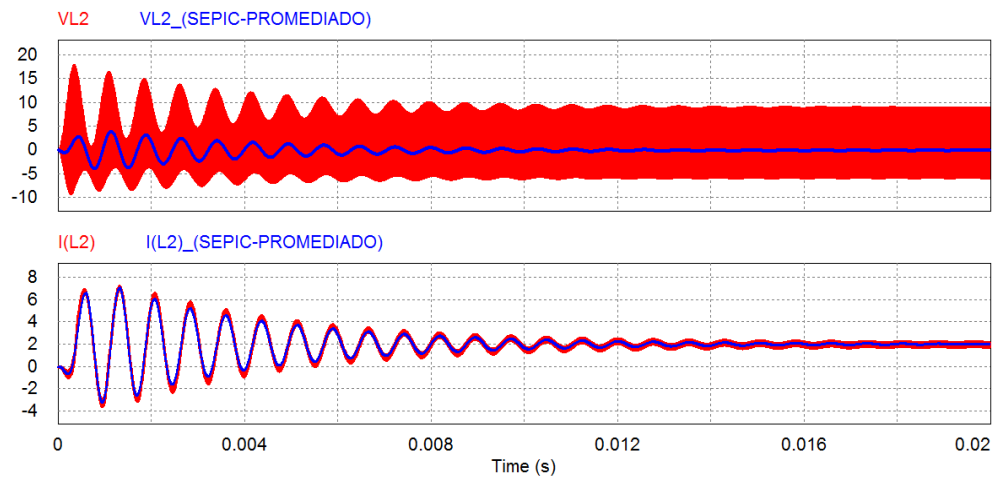


Figura 3.9 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la bobina L_2

VL2 MEDIO	-8,707 mV	IL2 MEDIO	1,972 A
------------------	------------------	------------------	----------------

Tabla 3.3 Tensión y corriente medias de la bobina L_2

CONDENSADOR C_1

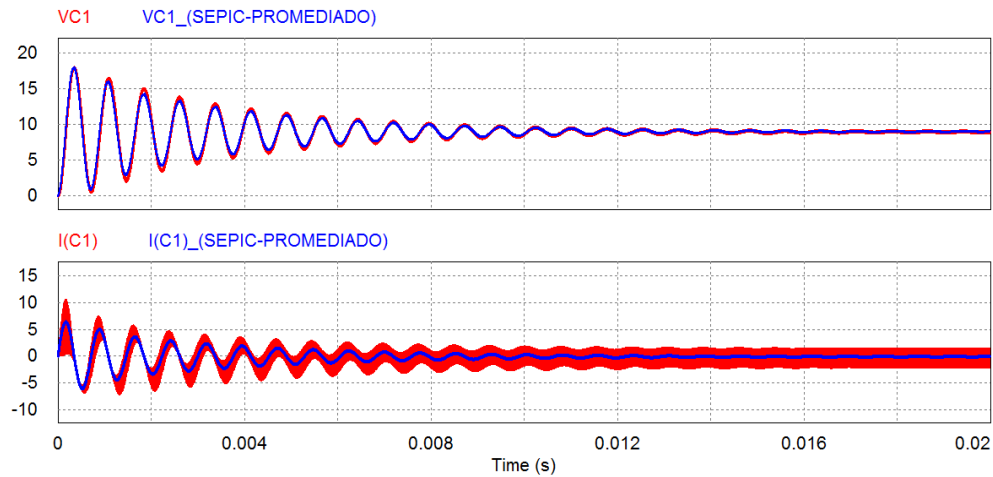


Figura 3.10 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del condensador C_1

VC1 MEDIO	8,99 V	IC1 MEDIO	0,247 mA
------------------	---------------	------------------	-----------------

Tabla 3.4 Tensión y corriente medias del condensador C_1

CONDENSADOR C_2

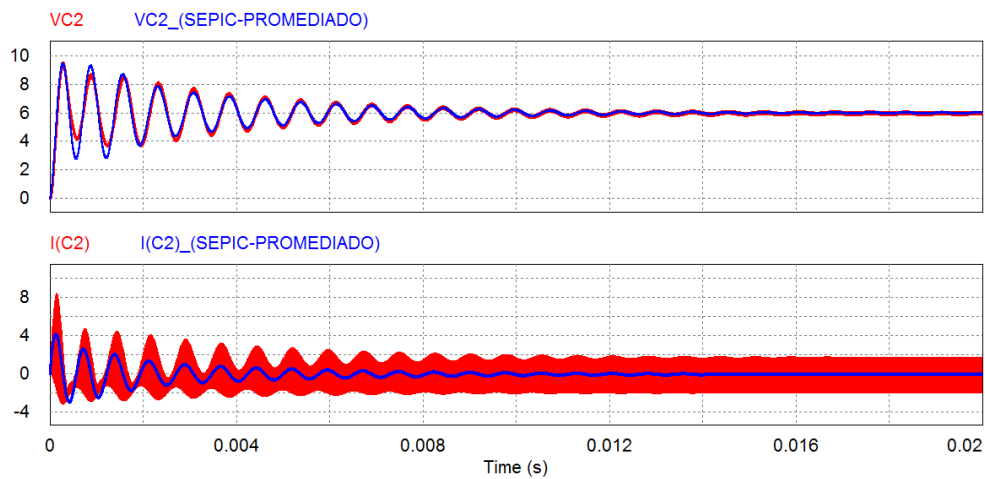


Figura 3.11 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del condensador C_2

VC2 MEDIO	6,011 V	IC2 MEDIO	-6,474 mA
------------------	----------------	------------------	------------------

Tabla 3.5 Tensión y corriente medias del condensador C_2

DIODO

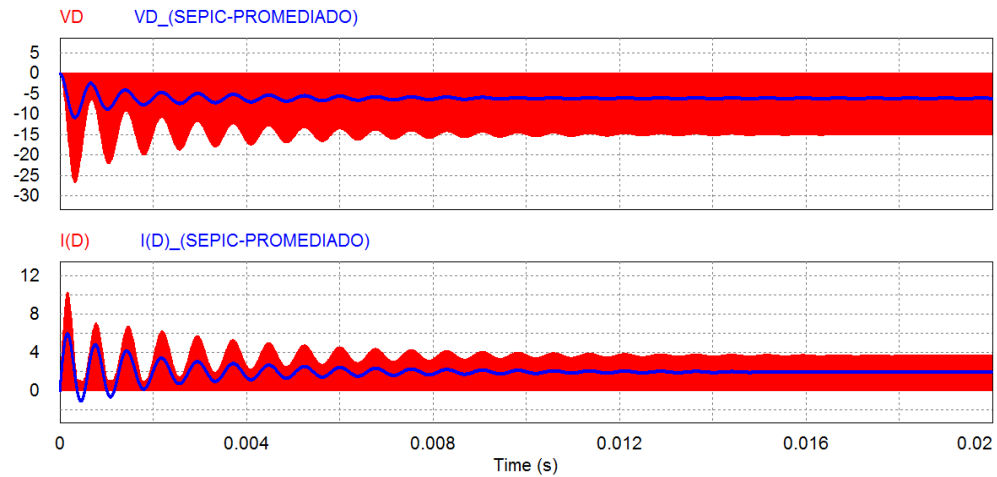


Figura 3.12 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) del diodo

VD MEDIO	-6,003 V	ID MEDIO	1,997 A
-----------------	-----------------	-----------------	----------------

Tabla 3.6 Tensión y corriente medias del diodo

CARGA

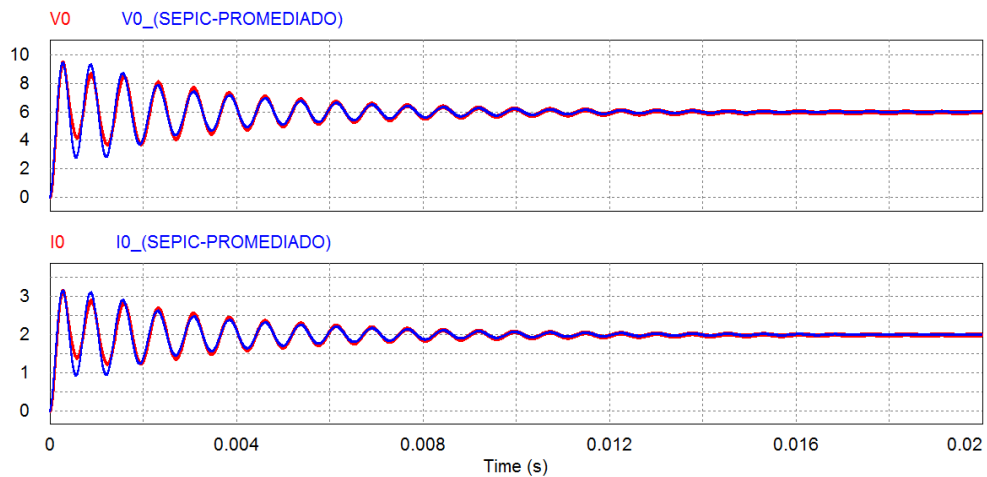


Figura 3.13 Tensión y corriente promediada (azul) y conmutada (roja) de la carga

V0 MEDIO	6,014 V	I0 MEDIO	2,005 A
-----------------	----------------	-----------------	----------------

Tabla 3.7 Tensión y corriente medias de la carga

3.2.3. CIRCUITO PROMEDIADO: RESPUESTA DINÁMICA

En esta simulación se comprobará la similitud entre el circuito promediado y el circuito conmutado. Se observará como el circuito promediado se comporta y reacciona de la misma forma que el circuito conmutado ante una serie de pruebas. Se utilizará el mismo circuito que la Figura 3.6.

Primero se realiza un cambio en la carga del convertidor en ambos circuitos y se comprueba que la reacción en los dos es la misma:

- Se pasa de $R = 3 \Omega$ a $R = 1,5 \Omega$ en $\text{Time} = 0,02 \text{ s}$.

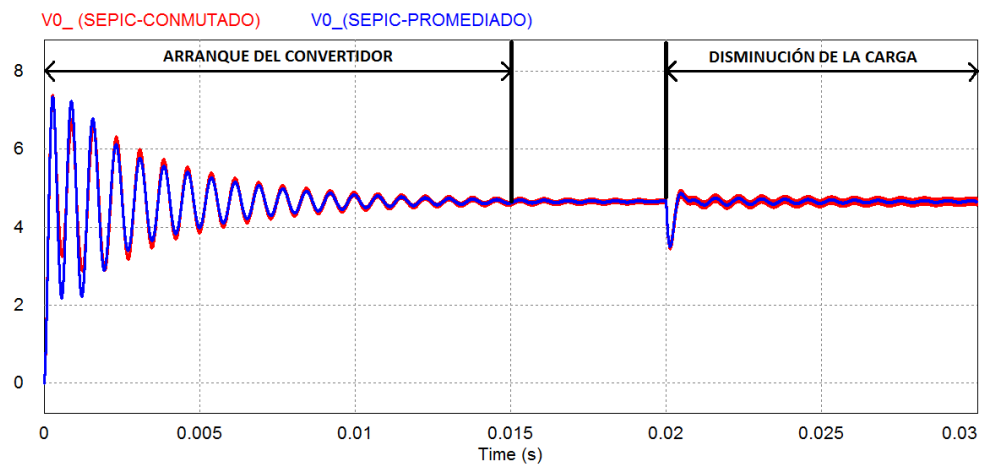


Figura 3.14 Comparación del circuito promediado y circuito conmutado ante un escalón de carga

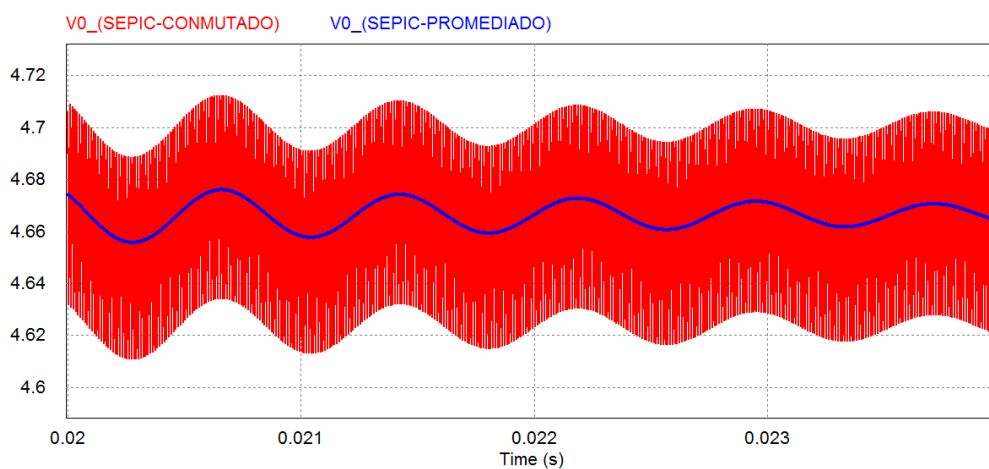


Figura 3.15 Rizado de conmutación y rizado promediado

En la Figura 3.14 se observa como la respuesta dinámica del circuito promediado es igual a la respuesta del circuito conmutado frente al arranque del convertidor así como al cambio en la carga. También se puede observar como en la señal promediada se eliminan las altas frecuencias como se puede comprobar en la Figura 3.15, desapareciendo así el rizado de conmutación del sistema.

- Se pasa de $V_S = 9\text{ V}$ a $V_S = 11,5\text{ V}$ en $\text{Time} = 0,02\text{ s}$
- Se pasa de $V_S = 11,5\text{ V}$ a $V_S = 7\text{ V}$ en $\text{Time} = 0,03\text{ s}$

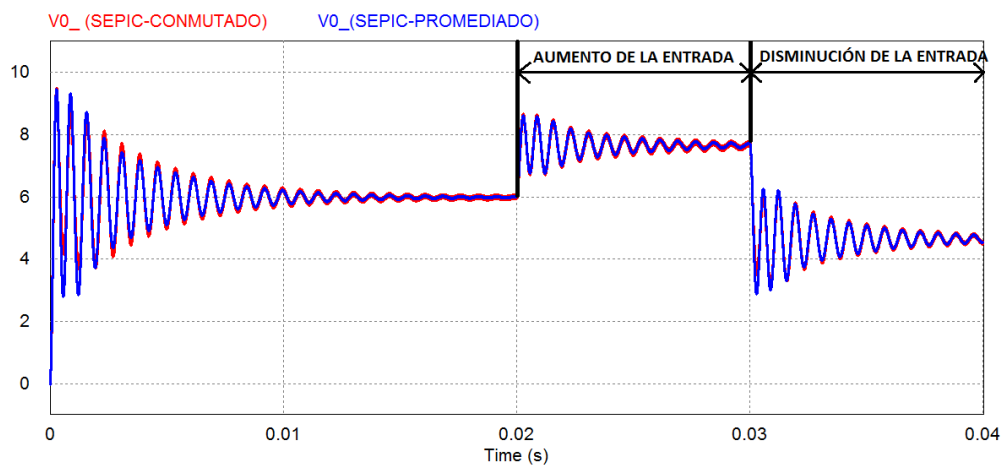


Figura 3.16 Salida del convertidor variando la tensión de entrada

En la Figura 3.16 se puede observar la variación en la tensión de salida ante escalones en la tensión de entrada, la respuesta en ambos circuitos es la misma.

A la vista de estos resultados se puede asegurar que el circuito promediado obtenido es una aproximación fiel del circuito conmutado. Pudiendo realizar cálculos con mayor facilidad y en apartados posteriores realizar el modelado en pequeña señal del convertidor.

3.2.4. COMPARATIVA

En este apartado se realiza la comparativa de los valores teóricos, los valores del circuito conmutado y los valores del circuito promediado.

CORRIENTES							
ELEMENTO	TEÓRICO			CIRCUITO CONMUTADO			CIRCUITO PROMEDIADO
	I MAX	I MED	I MIN	I MAX	I MED	I MIN	I MED
TRANSISTOR	3,733 A	1,333 A	0	3,727 A	1,331 A	0	1,333 A
BOBINA L1	1,533 A	1,333 A	1,133 A	1,533 A	1,333 A	1,132 A	1,357 A
BOBINA L2	2,2 A	2 A	1,8 A	2,197 A	1,997 A	1,796 A	1,972 A
CONDENSADOR C1	1,533 A	0	-2,2 A	1,533 A	1,72 mA	2,196 A	0,247 mA
CONDENSADOR C2	1,733 A	0	-2 A	1,748 A	-35,8 mA	-2,01 A	-6,474 mA
DIODO	3,733 A	2 A	0	3,729 A	1,999 A	0	1,997 A
CARGA	2 A	2 A	2 A	2,015 A	1,999 A	1,981 A	2,005 A

Tabla 3.8 Comparativa corrientes teóricas, conmutadas y promediadas.

TENSIONES							
ELEMENTO	TEÓRICO			CIRCUITO CONMUTADO			CIRCUITO PROMEDIADO
	V MAX	V MED	V MIN	V MAX	V MED	V MIN	V MED
TRANSISTOR	15 V	9 V	0	15,09 V	9,001 V	0,29 μ V	9,002 V
BOBINA L1	9 V	0	-6 V	9 V	-1.15 mV	-6,09 V	-4,16 mV
BOBINA L2	9 V	0	-6 V	9,05 V	96,2 mV	-6,04 V	-8,707 mV
CONDENSADOR C1	9,05 V	9 V	8,95 V	9,05 V	9,002 V	8,95 V	8,99 V
CONDENSADOR C2	6,05 V	6 V	5,95 V	6,044 V	5,997 V	5,944 V	6,011 V
DIODO	0	-9 V	-15 V	0,372 V	-5,998 V	-15,1 V	-6,003 V
CARGA	6,05 V	6 V	5,95 V	6,044 V	5,997 V	5,944 V	6,014 V

Tabla 3.9 Comparativa tensiones teóricas, conmutadas y promediadas

Como se puede observar en la Tabla 3.8 y Tabla 3.9 los valores son prácticamente iguales en todos los casos. Esto nos permite asegurar que se podrá trabajar sin ningún problema con el circuito promediado ya que ofrece las mismas características dinámicas que el sistema conmutado, pero con mayor sencillez.

3.3. ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR SEPIC

En este apartado se realizará un modelado en pequeña señal del convertidor para realizar posteriormente el cálculo del lazo de control.

El problema de los convertidores es que son circuitos no lineales. Por lo tanto, es necesario obtener un modelo lineal del convertidor, para poder estudiar el sistema de control.

El modelado en pequeña señal de convertidores consiste en, obtener un modelo lineal del convertidor para poder estudiar su comportamiento dinámico con un regulador.

El método para obtener el modelo en pequeña señal es el siguiente:

1. Promediado de las formas de onda.
2. Linealización de las ecuaciones.
3. Perturbación de las señales.
4. Generación de un diagrama de bloques que reproduzca el comportamiento de las ecuaciones.
5. Obtención de las funciones de transferencia entre las entradas y las salidas.

Llegados a este punto se tiene el modelo de “pequeña señal” del convertidor.

En el apartado anterior (3.2 PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR SEPIC) se ha realizado el promediado del convertidor obteniendo las ecuaciones siguientes:

$$v_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v_{SW}(t) dt = (v_{C1} + v_0) \cdot (1 - d) \quad (3.5)$$

$$i_{SW} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_{SW}(t) dt = (i_{L1} + i_{L2}) \cdot d \quad (3.6)$$

$$v_D = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} v_D(t) dt = (v + v_0) \cdot d \quad (3.7)$$

$$i_D = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} i_D(t) dt = (i_{L1} + i_{L2}) \cdot (1 - d) \quad (3.8)$$

Para poder hacer cálculos analíticos, se debe linealizar el circuito:

- Se elige un punto de trabajo del convertidor en Régimen Permanente
- Se linealiza el circuito en torno a ese punto.

El modelo sólo es válido alrededor del punto elegido para la linealización [6].

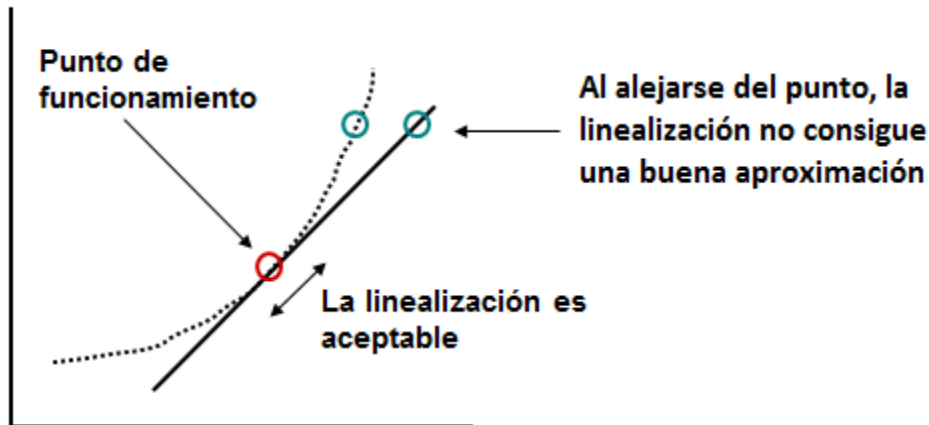


Figura 3.17 Punto de trabajo

Se aceptan pequeñas variaciones en torno al punto de funcionamiento, por eso se le llama modelo de “pequeña señal”.

Todas las señales del sistema tienen su componente continua y un rizado. Estas perturbaciones las tenemos que tener en cuenta en el modelado.

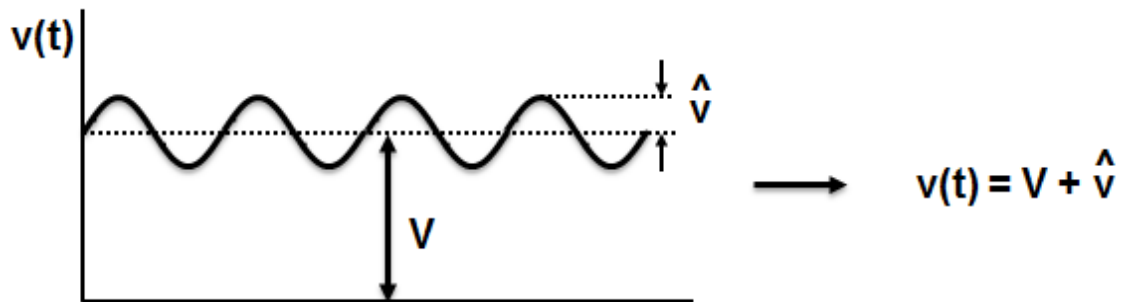


Figura 3.18 Perturbaciones

Para la obtención de la función de transferencia del convertidor, con el procedimiento que en este proyecto se lleva a cabo, solamente es necesario linealizar y perturbar la corriente promediada por el diodo (3.8).

$$\hat{i}_D = \frac{\partial i_D}{\partial d} \cdot \hat{d} + \frac{\partial i_D}{\partial i_{L1}} \cdot \hat{i}_{L1} + \frac{\partial i_D}{\partial i_{L2}} \cdot \hat{i}_{L2} \quad (3.9)$$

Dónde:

1. Se linealiza la corriente por el diodo respecto de cada componente:

$$\frac{\partial i_D}{\partial d} \quad \text{Respecto del ciclo de trabajo}$$

$$\frac{\partial i_D}{\partial i_{L1}} \quad \text{Respecto de la corriente por la bobina } L1$$

$$\frac{\partial i_D}{\partial i_{L2}} \quad \text{Respecto de la corriente por la bobina } L2$$

2. Se perturba cada componente de la corriente:

- \hat{i}_D es la corriente por el diodo perturbada.
- \hat{d} es el ciclo de trabajo perturbado.
- \hat{i}_{L1} y \hat{i}_{L2} las corrientes por las bobinas $L1$ y $L2$ perturbadas.

Obteniendo:

$$\hat{i}_D = -(I_{L1} + I_{L2}) \cdot \hat{d} + (1 - D) \cdot \hat{i}_{L1} + (1 - D) \cdot \hat{i}_{L2} \quad (3.10)$$

Se debe obtener \hat{i}_{L1} y \hat{i}_{L2} , las cuales se obtienen a partir de la ecuación general de las inductancias.

Calculo de \hat{i}_{L1} :

$$v_{L1} = L_1 \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{1}{L_1} \partial v_{L1} \quad (3.11)$$

Se obtiene v_{L1} :

$$v_{L1} = \frac{1}{T} \int_{dt}^T u_{L1}(t) dt = \frac{1}{T} [v_S dT + (v_S - (v_{C1} + v_0) \cdot (1 - d)T)] \quad (3.12)$$

$$v_{L1} = v_S - (v_{C1} + v_0) \cdot (1 - d) \quad (3.13)$$

Se introduce v_{L1} en la ecuación (3.11) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{1}{L_1} \left[\frac{\partial v_{L1}}{\partial d} \cdot \hat{d} + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_S} \cdot \hat{v}_S + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_0} \cdot \hat{v}_0 + \frac{\partial v_{L1}}{\partial v_{C1}} \cdot \hat{v}_{C1} \right] \quad (3.14)$$

$$\partial \frac{\partial i_{L1}}{\partial t} = \frac{(V_{C1} + V_0)}{L_1} \cdot \hat{d} + \frac{1}{L_1} \cdot \hat{v}_S - \frac{(1 - D)}{L_1} \cdot \hat{v}_0 - \frac{(1 - D)}{L_1} \cdot \hat{v}_{C1} \quad (3.15)$$

Aplicando Laplace en la ecuación (3.15) se obtiene:

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{(V_{C1} + V_0)}{sL_1} \cdot \hat{d}(s) + \frac{1}{sL_1} \cdot \hat{v}_s(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} \cdot \hat{v}_0(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} \cdot \hat{v}_{C1}(s) \quad (3.16)$$

En régimen permanente se sabe que:

$$V_{C1} = V_S \quad (3.17)$$

Se sustituye en la ecuación (3.16):

$$\hat{i}_{L1}(s) = \frac{(V_S + V_0)}{sL_1} \cdot \hat{d}(s) + \frac{1}{sL_1} \cdot \hat{v}_s(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} \cdot \hat{v}_0(s) - \frac{(1-D)}{sL_1} \cdot \hat{v}_{C1}(s) \quad (3.18)$$

Se repite el mismo procedimiento para el cálculo de \hat{i}_{L2} :

$$v_{L2} = L_2 \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{1}{L_2} \partial v_{L2} \quad (3.19)$$

Se obtiene v_{L2} :

$$v_{L2} = \frac{1}{T} \int_{dt}^T u_{L2}(t) dt = \frac{1}{T} [v_{C1} dT - v_0(1-d)T] \quad (3.20)$$

$$v_{L2} = v_{C1}d - v_0(1-d) \quad (3.21)$$

Se introduce v_{L2} en la ecuación (3.19) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{1}{L_2} \left[\frac{\partial v_{L2}}{\partial d} \cdot \hat{d} + \frac{\partial v_{L2}}{\partial v_0} \cdot \hat{v}_0 + \frac{\partial v_{L2}}{\partial v_{C1}} \cdot \hat{v}_{C1} \right] \quad (3.22)$$

$$\partial \frac{\partial i_{L2}}{\partial t} = \frac{(V_{C1} + V_0)}{L_2} \cdot \hat{d} - \frac{(1-D)}{L_2} \cdot \hat{v}_0 + \frac{D}{L_2} \cdot \hat{v}_{C1} \quad (3.23)$$

Aplicando Laplace en la ecuación (3.23) se obtiene:

$$\hat{i}_{L2}(s) = \frac{(V_{C1} + V_0)}{sL_2} \cdot \hat{d}(s) - \frac{(1-D)}{sL_2} \cdot \hat{v}_0(s) - \frac{D}{sL_2} \cdot \hat{v}_{C1}(s) \quad (3.24)$$

Se sustituye la ecuación (3.17) en (3.24) y se obtiene:

$$\hat{i}_{L2}(s) = \frac{(V_S + V_0)}{sL_2} \cdot \hat{d}(s) - \frac{(1-D)}{sL_2} \cdot \hat{v}_0(s) - \frac{D}{sL_2} \cdot \hat{v}_{C1}(s) \quad (3.25)$$

Se necesita conocer también \hat{v}_{C1} , ya que la ecuación (3.10) debe quedarse únicamente en función de las perturbaciones \hat{d} , \hat{v}_0 y \hat{v}_s .

Para el cálculo de \hat{v}_{C1} se utiliza la ecuación general de las capacidades:

$$i_{C1} = C_1 \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} \rightarrow \partial \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = \frac{1}{C_1} \partial i_{C1} \quad (3.26)$$

Se calcula i_{C1} :

$$i_{C1} = \frac{1}{T} \int_{dt}^T i_{C1}(t) dt = \frac{1}{T} [-i_{L2}dT + i_{L1}(1-d)T] \quad (3.27)$$

$$i_{C1} = -i_{L2}d + i_{L1}(1-d) \quad (3.28)$$

Se introduce i_{C1} en la ecuación (3.26) linealizando y perturbando la ecuación:

$$\partial \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = \frac{1}{C_1} \left[\frac{\partial i_{C1}}{\partial d} \cdot \hat{d} + \frac{\partial i_{C1}}{\partial i_{L1}} \cdot \hat{i}_{L1} + \frac{\partial i_{C1}}{\partial i_{L2}} \cdot \hat{i}_{L2} \right] \quad (3.29)$$

$$\partial \frac{\partial v_{C1}}{\partial t} = -\frac{(I_{L1} + I_{L2})}{C_1} \cdot \hat{d} + \frac{(1-D)}{C_1} \cdot \hat{i}_{L1} - \frac{D}{C_1} \cdot \hat{v}_0 \quad (3.30)$$

Aplicando Laplace se obtiene:

$$\hat{v}_{C1}(s) = -\frac{(I_{L1} + I_{L2})}{sC_1} \cdot \hat{d}(s) + \frac{(1-D)}{sC_1} \cdot \hat{i}_{L1}(s) - \frac{D}{sC_1} \cdot \hat{v}_0(s) \quad (3.31)$$

Sabiendo que:

$$I_0 \approx I_D \rightarrow I_0 = \frac{V_0}{R} = (I_{L1} + I_{L2})(1-D) \rightarrow (I_{L1} + I_{L2}) = \frac{V_0}{R(1-D)} \quad (3.32)$$

Se sustituye en (3.31):

$$\hat{v}_{C1}(s) = -\frac{V_0}{sR(1-D)C_1} \cdot \hat{d}(s) + \frac{(1-D)}{sC_1} \cdot \hat{i}_{L1}(s) - \frac{D}{sC_1} \cdot \hat{v}_0(s) \quad (3.33)$$

Las ecuaciones obtenidas en (3.18), (3.25) y (3.33) se sustituyen en (3.10), operando, simplificando y dejando únicamente en función de $\hat{d}(s)$, $\hat{v}_0(s)$ y $\hat{v}_S(s)$ se obtiene la ecuación en "s" de la corriente por el diodo:

$$\hat{i}_D(s) = A(s) \cdot \hat{d}(s) - B(s) \cdot \hat{v}_0(s) + C(s) \cdot \hat{v}_S(s) \quad (3.34)$$

Sabiendo que:

$$A(s) = \frac{A_{N4} \cdot s^4 + A_{N3} \cdot s^3 + A_{N2} \cdot s^2 + A_{N1} \cdot s}{s^4 + A_{D2} \cdot s^2} \quad (3.35)$$

$$A_{N4} = \frac{-V_0}{(1-D)R} \quad A_{N2} = \frac{-V_0 D L_1}{(1-D)C_1 L_1 L_2 R}$$

$$A_{N3} = \frac{2V_S(L_1 + L_2)}{L_1 L_2} \quad A_{D2} = \frac{(1-D)L_2 + D L_1}{C_1 L_1 L_2}$$

$$A_{N1} = \frac{V_S[D^2 L_1(L_1 + 2L_2) + (1-D)^2 L_2(2L_1 + L_2) + 2(1-D)D L_1 L_2]}{C_1 L_1^2 L_2^2}$$

$$B(s) = \frac{B_{N3} \cdot s^3 + B_{N1} \cdot s}{s^4 + B_{D2} \cdot s^2} \quad (3.36)$$

$$B_{N3} = \frac{(1-D)^2(L_1 + L_2)}{L_1 L_2} \quad B_{D2} = \frac{(1-D)^2 L_2 + D^2 L_1}{C_1 L_1 L_2}$$

$$B_{N1} = \frac{(1-D)^2[D^2 L_1(L_1 + L_2) + (1-D)^2 L_2(L_1 + L_2) - D L_1 + (1-D)L_2]}{C_1 L_1^2 L_2^2}$$

$$C(s) = \frac{C_{N3} \cdot s^3 + C_{N1} \cdot s}{s^4 + C_{D2} \cdot s^2} \quad (3.37)$$

$$C_{N3} = \frac{(1-D)}{L_1} \quad C_{D2} = \frac{(1-D)^2 L_2 + D^2 L_1}{C_1 L_1 L_2}$$

$$C_{N1} = \frac{(1-D)^2(D L_1 - (1-D)L_2)}{C_1 L_1^2 L_2}$$

Se puede obtener las funciones de transferencia en pequeña señal del circuito:

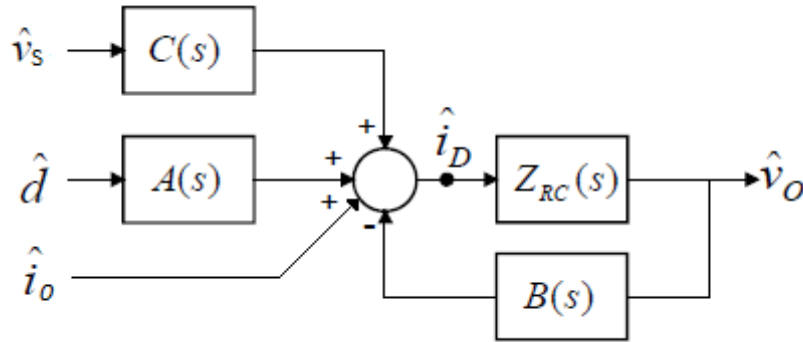


Figura 3.19 Diagrama de bloques del circuito del convertidor modelado

Funciones de transferencia en pequeña señal:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = \frac{A(s) \cdot Z_{RC}(s)}{1 + B(s) \cdot Z_{RC}(s)} \quad (3.38)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_D}{\hat{d}} = \frac{A(s)}{1 + B(s) \cdot Z_{RC}(s)} \quad (3.39)$$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{v}_s} = \frac{C(s) \cdot Z_{RC}(s)}{1 + B(s) \cdot Z_{RC}(s)} \quad (3.40)$$

$$Z_0(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{i}_0} = \frac{Z_{RC}(s)}{1 + B(s) \cdot Z_{RC}(s)} \quad (3.41)$$

Donde $Z_{RC}(s)$ es el paralelo entre R y C_2 :

$$Z_{RC}(s) = \frac{R}{RC_2s + 1} \quad (3.42)$$

3.3.1. COMPROBACIÓN DE RESULTADOS: LAZO ABIERTO

Se llevara a cabo en este apartado la comprobación de que la función de transferencia en pequeña señal obtenida (3.38) corresponde a la planta del circuito del convertidor SEPIC. Para ello se analizará el circuito en frecuencia con la herramienta PSIM y se observará si se comporta de la misma forma que la función de transferencia obtenida,

a través de la herramienta matemática Mathcad. Se utilizarán los mismos datos utilizados en el apartado anterior. Observar Tabla 2.2.

Como el caso llevado a cabo en este proyecto es un control en modo tensión del convertidor, la función de transferencia necesaria para el cálculo del lazo de control es $G_{vd}(s)$ ya que es la que relaciona la salida con el ciclo de trabajo.

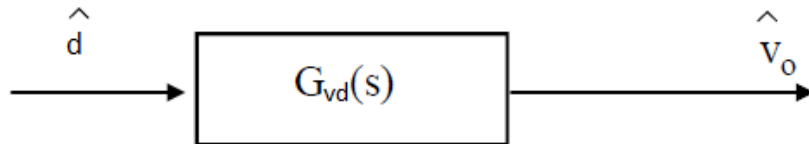


Figura 3.20 Función de transferencia $G_{vd}(s)$

En primer lugar para obtener el circuito de respuesta en frecuencia requerido se debe utilizar el circuito promediado anteriormente calculado. A continuación se deberá perturbar la entrada que se desee estudiar, en este caso el ciclo de trabajo, y por último se realiza un análisis en frecuencia de la salida del convertidor como muestra en la Figura 3.21:

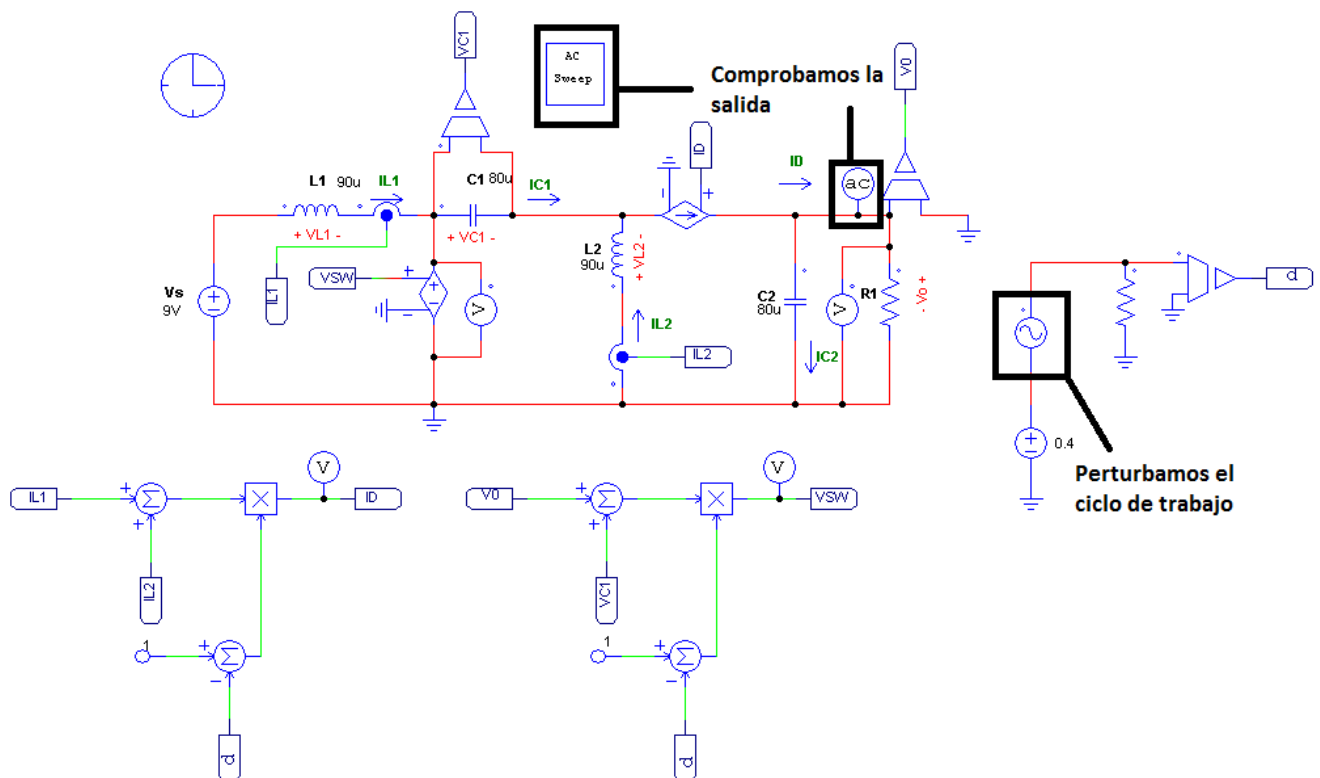


Figura 3.21 Circuito promediado. Respuesta en frecuencia

3. ANÁLISIS DINÁMICO DEL CONVERTIDOR SEPIC

Obtenidos los puntos de la respuesta en frecuencia de la ganancia y de la fase del convertidor mediante PSIM, se introducen en el MathCad y se comparan con las funciones de transferencia teóricas obtenidas Figura 3.22.

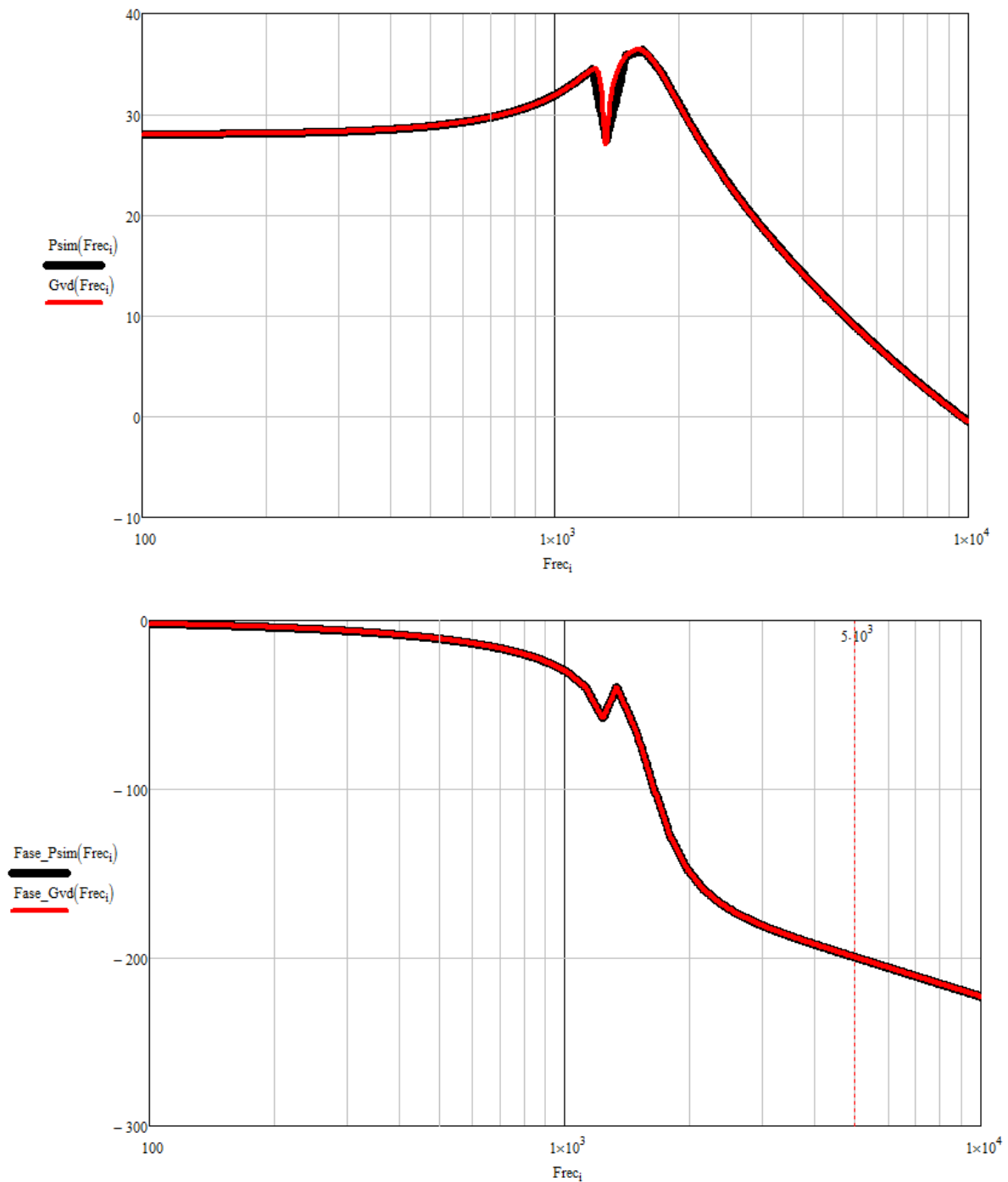


Figura 3.22 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia teórica $G_{vd}(s)$

Como se observa la función de transferencia obtenida en el modelado en pequeña señal del circuito, se comporta de la misma forma que el propio circuito simulado en PSIM. Con lo cual podemos asegurar la fiabilidad de cara al cálculo del lazo del control o cualquier otro cálculo realizado a través del modelado del convertidor.

Como se ha comentado anteriormente, en este proyecto se llevará a cabo un control en modo tensión, con lo cual como se verá a continuación, la planta de nuestro convertidor necesaria está dada por $G_{vd}(s)$, la cual relaciona la salida del convertidor con el ciclo de trabajo. Para otros modos de control serán necesarias otras funciones de transferencia.

Al igual que $G_{vd}(s)$ se ha realizado la comprobación de las demás funciones de transferencia del circuito ANEXO I.

3.4. CONTROL DEL CONVERTIDOR SEPIC

La tensión de salida de un convertidor CC/CC depende de la tensión de entrada, de la corriente de carga, de los elementos del circuito y del ciclo de trabajo. El propósito que se persigue es obtener una tensión de salida constante y estable, y se consigue en mayor o menor medida en función de la estrategia de control que se implemente [2].

Los objetivos de un lazo de control son los siguientes:

1. Garantizar la estabilidad del sistema para todos los puntos de trabajo. Se trata de alcanzar una señal de salida regulada, al margen de todas las perturbaciones y variaciones que pueden presentarse en la tensión de entrada y en la carga.
2. Modular el ciclo de trabajo para compensar las variaciones de la entrada y de la carga, así como posibles variaciones en los componentes del circuito.
3. Conseguir que el sistema presente una respuesta dinámica suficientemente rápida que cumpla con las especificaciones establecidas.

El diseño del lazo de realimentación comienza seleccionando el tipo de control que se va a implantar. Conocida la topología del circuito de control, el siguiente paso consiste en caracterizar al convertidor y obtener las funciones de transferencia en pequeña señal de cada uno de los bloques que forman parte del sistema. El último paso es el cálculo del regulador que asegure los requisitos de diseño establecidos. En este proyecto se va a emplear una técnica de control de un solo lazo de control en modo tensión. Sin embargo, se tiene dos lazos posibles de control: Modo tensión el cual se encarga de estabilizar la tensión de salida a través de un sensado de la misma (el que se va a utilizar). Modo corriente el cual se encarga de estabilizar la tensión de salida a través de la corriente inyectada a la carga. También se puede realizar un doble lazo el

cual tiene como objetivo controlar la tensión de salida, pero sensando además la corriente por alguno de los elementos internos del convertidor.

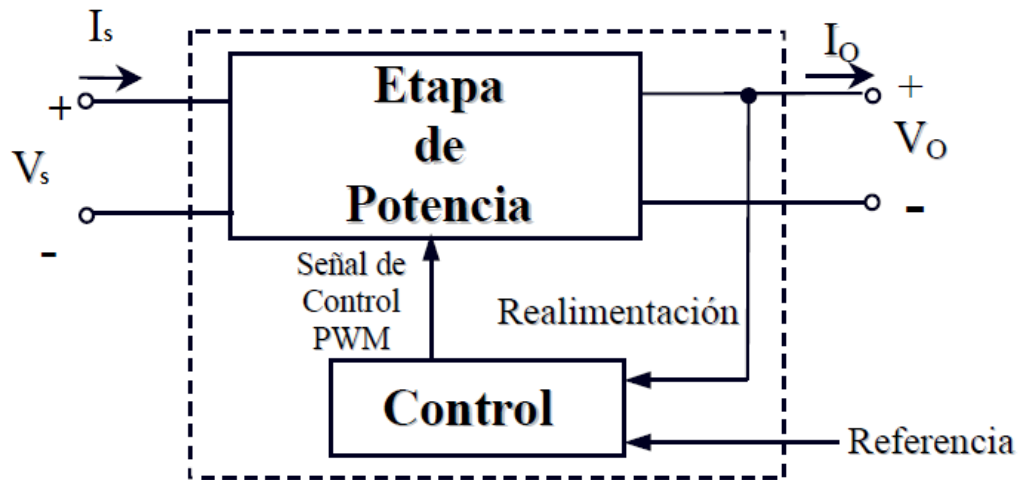


Figura 3.23 Estructura genérica de un convertidor CC/CC controlado

3.3.1. CONTROL EN MODO TENSIÓN

Este modo de control tiene la finalidad de estabilizar la tensión de salida, sensandola e introduciendo al modulador una tensión de comparación con el fin de generar el ciclo de trabajo del interruptor.

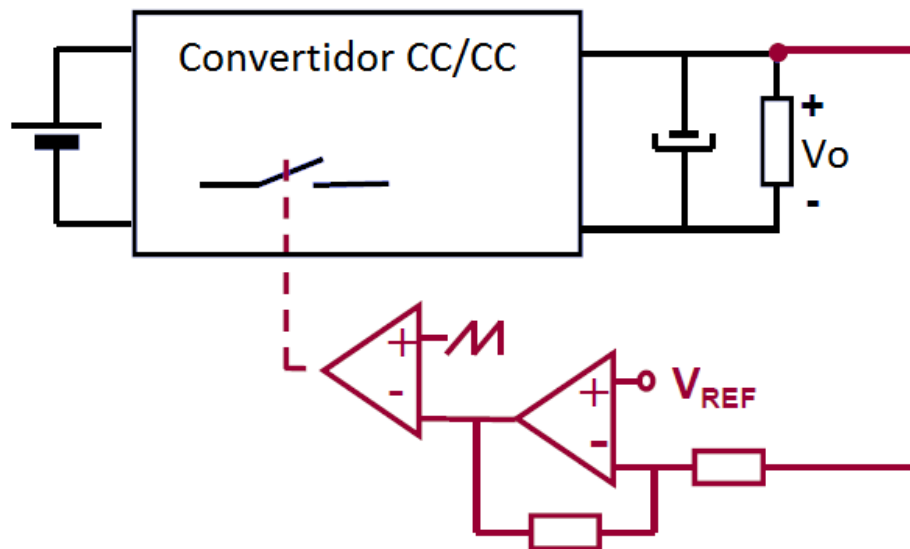


Figura 3.24 Esquema lazo de control en modo tensión.

El diagrama de bloques es el siguiente:

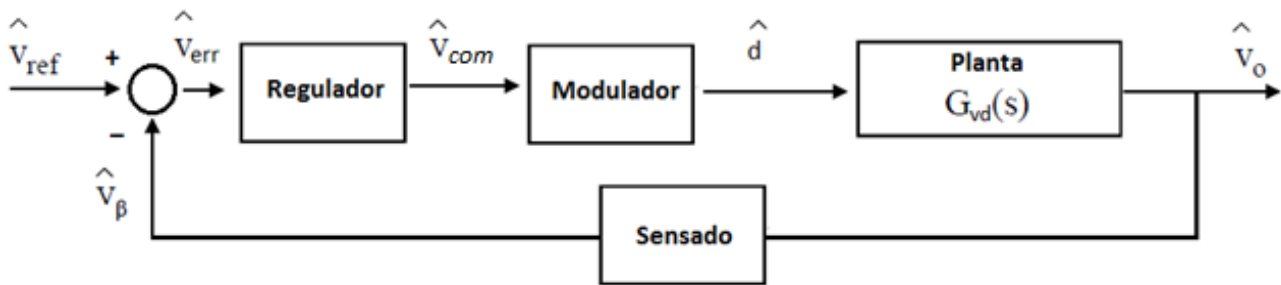


Figura 3.25 Diagrama de bloques. Control de tensión de salida

A continuación se analizan los bloques que conforman el lazo de tensión.

SENSADO DE LA TENSIÓN DE SALIDA V_o

El bloque sensor mide la señal que se desea controlar y le aplica una ganancia, con el fin de adaptar su nivel al de la señal de referencia (V_{ref}). La tensión de salida $v_o(t)$ se mide a través de un divisor de tensión resistivo. La función de transferencia de este bloque junto con su esquema eléctrico es el siguiente:

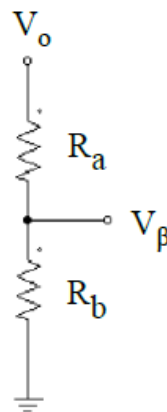


Figura 3.26 Divisor de tensión

Función de transferencia del sensor:

$$K_v(s) = \frac{\hat{V}_\beta}{\hat{V}_{o\ med}} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \quad (3.43)$$

Donde $K_v(s)$ es la ganancia del sensor.

REGULADOR

El objetivo fundamental que se persigue con el regulador es la estabilidad del sistema en bucle cerrado, y ésta se estudia a partir del comportamiento en bucle abierto. Los requisitos solicitados a los reguladores se exponen a continuación:

- a) Suficiente margen de fase para garantizar la estabilidad del sistema. La adición de margen de fase al sistema disminuye oscilaciones y sobretensiones.
- b) Ancho de banda suficiente para minimizar el tiempo de respuesta transitorio, atenuar la aparición de perturbaciones y conferir estabilidad al conjunto. Para poder disfrutar de suficiente ancho de banda en bucle cerrado debe ser lo mayor posible en bucle abierto.

La tensión de salida puede sufrir un estado transitorio como respuesta a la aparición de perturbaciones en cualquier punto del sistema, a un escalón de tensión de entrada o a un escalón de carga. El transitorio es el tiempo que invierte el lazo de realimentación en llevar la tensión de salida de nuevo a un valor dentro del rango aceptable.

- c) Ganancia suficiente del lazo. La ganancia del lazo abierto $T(s)$ se define como el producto de las ganancias de todos los bloques que intervienen en el lazo de realimentación, y constituye una medida de las prestaciones del lazo de control.

$$T(s) = R(s) \cdot M(s) \cdot G_{vd}(s) \cdot H(s) \quad (3.44)$$

Donde:

- $R(s)$ es el regulador.
- $M(s)$ es el modulador.
- $G_{vd}(s)$ es la planta del convertidor.
- $H(s)$ es el sensado.

Una ganancia de lazo elevada a bajas frecuencias favorece la reducción del error en régimen permanente, y disminuye el efecto de perturbaciones en la corriente de carga sobre la salida, así como el rizado procedente de la tensión de entrada.

- d) Atenuación suficiente en la frecuencia de conmutación para reducir el rizado de la señal de salida a dicha frecuencia.

El esquema eléctrico del regulador empleado se muestra en la Figura 3.27. El regulador empleado es un tipo 3, el cual presenta un polo en el origen, dos polos de alta frecuencia y dos ceros. La Figura 3.28 muestra su respuesta en frecuencia junto con los objetivos que persigue este regulador.

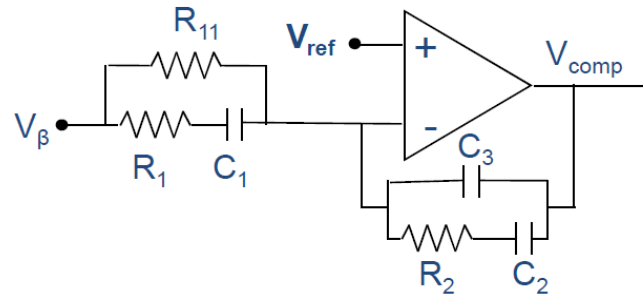


Figura 3.27 Esquema eléctrico de un regulador tipo 3

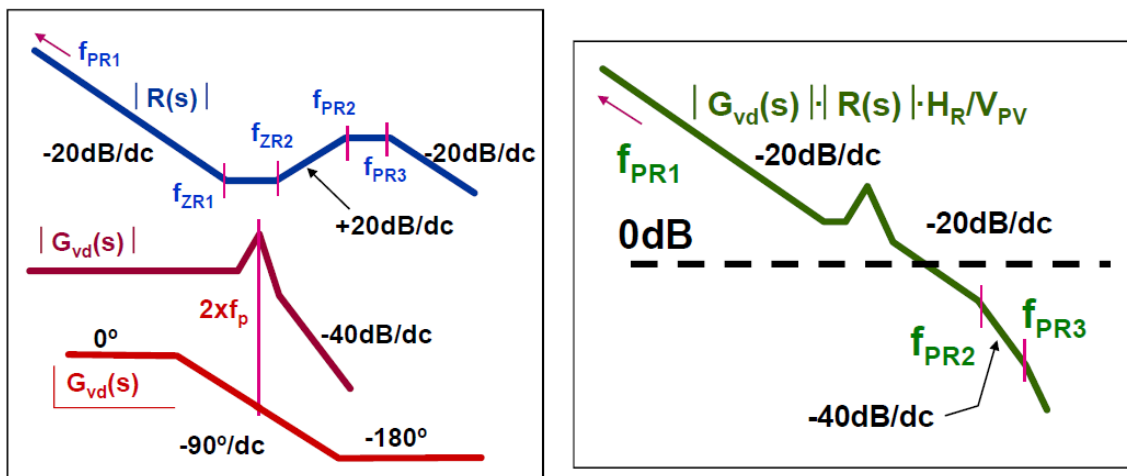


Figura 3.28 Respuesta en frecuencia de un regulador tipo 3

En efecto, los requisitos que se pretenden conseguir mediante el regulador tipo 3 son:

- Elevada ganancia a baja frecuencia para reducir el error en régimen permanente.
- Atenuación a la frecuencia de corte " f_c " para reducir el rizado de conmutación.
- Mediante la acción del cero se pretende sumar fase a la planta para que el lazo abierto $T(s)$ cumpla con el Margen de fase necesario para garantizar la estabilidad del sistema.

MODULADOR PWM

La misión del bloque modulador PWM es generar el tren de pulsos que dispara al interruptor del convertidor. El modulador se implementa con un comparador, que compara la tensión de salida del regulador (o amplificador de error) de la etapa anterior, V_{comp} , con una señal de rampa o triangular. El error amplificado se lleva a la

entrada no inversora del comparador, y la señal de rampa a la patilla inversora, se muestra en la Figura 3.29 un modulador simplificado (sin biestable).

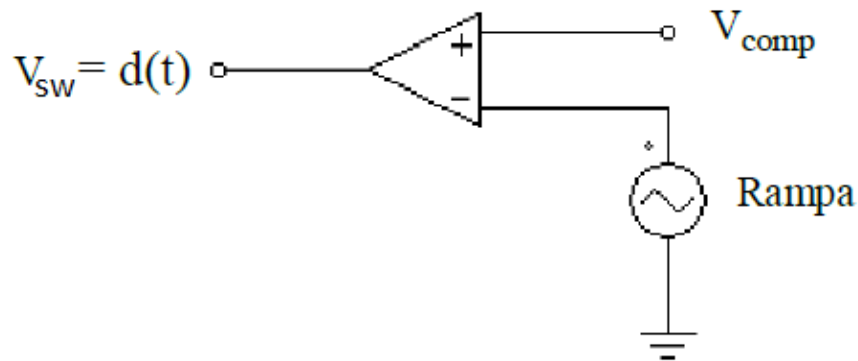


Figura 3.29 Esquema eléctrico del modulador sin biestable

La función de transferencia del modulador queda recogida en la expresión:

$$M(s) = \frac{1}{V_{pp\ RAMP A}} \cdot \frac{T_1}{T} \quad (3.45)$$

3.3.2. CONTROL EN MODO CORRIENTE

Los elementos del lazo interno de corriente quedan reflejados en la Figura 3.30.

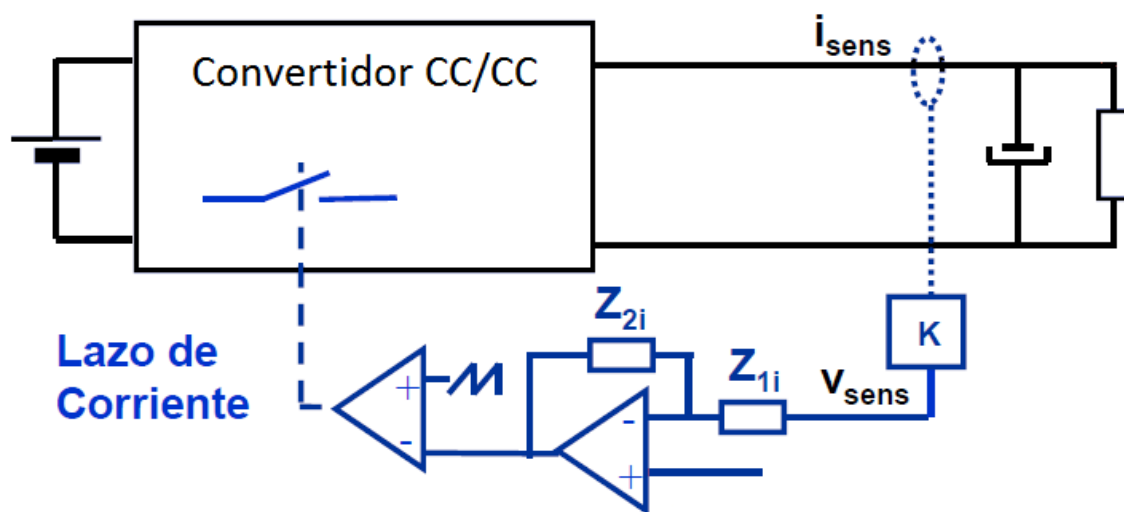


Figura 3.30 Lazo de control en modo corriente

El diagrama de bloques del lazo interno de corriente se muestra en la Figura 3.31.

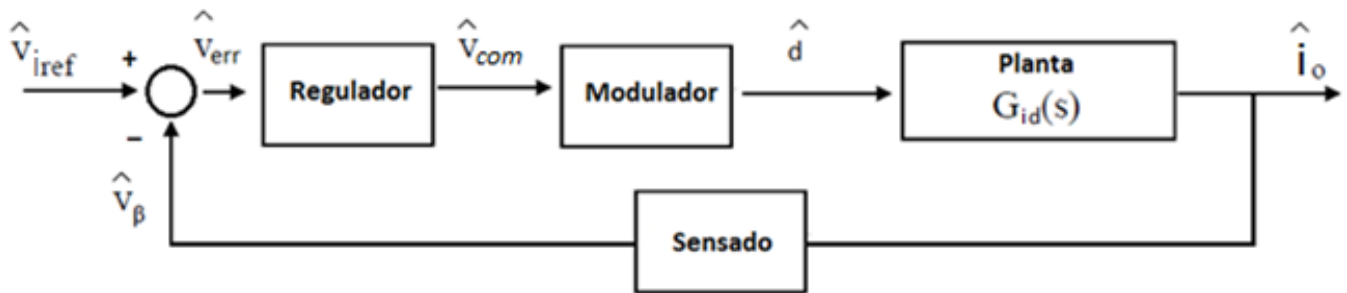


Figura 3.31 Diagrama de bloques. Control de corriente de salida

SENSADO DE LA CORRIENTE DE SALIDA i_o

El bloque sensor mide la señal que se desea controlar y le aplica una ganancia, con el fin de adaptar su nivel al de la señal de referencia (i_{ref}). La corriente de salida $i_o(t)$ se mide a través de la caída de tensión en una resistencia en serie, la cual es proporcional a dicha corriente. La función de transferencia se muestra a continuación:

$$K_i(s) = \frac{\hat{V}_\beta}{\hat{i}_{omed}} = R \quad (3.46)$$

REGULADOR DEL LAZO INTERNO DE CORRIENTE

Se debe utilizar un regulador que cumpla con las especificaciones fijadas para el convertidor. Teniendo en cuenta los márgenes de ganancia y fase.

MODULADOR PWM

Posee la misma función y esquema eléctrico explicado en el apartado anterior.

3.3.3. CONTROL DE DOS LAZOS

Dentro del control de dos lazos se destacan dos tipos: control en modo corriente de pico (se controla el valor pico de la corriente por algún componente, por ejemplo el Mosfet) y control en modo corriente promediada (se controla el valor medio de la corriente por la bobina de filtro de salida).

Analizados ambos lazos de control, se puede obtener un doble lazo de control que implementa ambos lazos en un mismo control. Es importante destacar que el lazo de tensión engloba al de corriente. El esquema global del doble lazo se muestra a continuación.

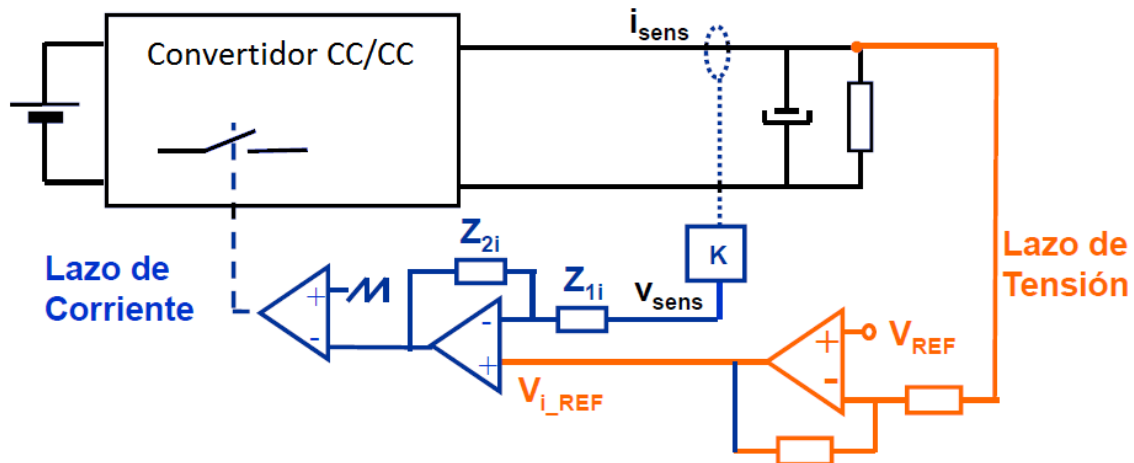


Figura 3.32 Esquema de doble lazo de control

El lazo interno de corriente transforma al convertidor en algo parecido a una fuente de corriente programable. La frecuencia de cruce del lazo de tensión se tomará del orden de 15 veces menor a la frecuencia de cruce del lazo interno de corriente, para evitar interferencias entre los lazos. Modificando la referencia del lazo interno de corriente, la cual es suministrada por el lazo externo de tensión, se puede llevar a la corriente de salida al valor que se desee. De esta forma, se puede regular la tensión de salida del convertidor controlando la corriente que se inyecta al filtro o condensador de salida.

3.3.4. SIMULACIÓN EN BUCLE CERRADO

Como se ha mencionado anteriormente nuestro objetivo es el control en modo tensión del convertidor, con lo cual a continuación se va a calcular el lazo de control en modo tensión del caso utilizado en apartados anteriores y obtenido de la referencia [10] (Observar Tabla 2.2). Para ello se introduce en el esquemático del circuito conmutado realizado en PSIM (Figura 2.20) el lazo de realimentación con los elementos mencionados en el apartado 3.3.1, sensor, regulador y modulador.

El lazo de control es obtenido a través de la herramienta SmartCtrl, la cual introduciendo la planta del convertidor, el margen de fase y frecuencia de cruce deseados, se obtiene los parámetros del mismo. La forma de elección del margen de fase y de la frecuencia de cruce han sido explicadas con anterioridad.

Se fija para el diseño un margen de fase 60° y frecuencia de cruce 2kHz.

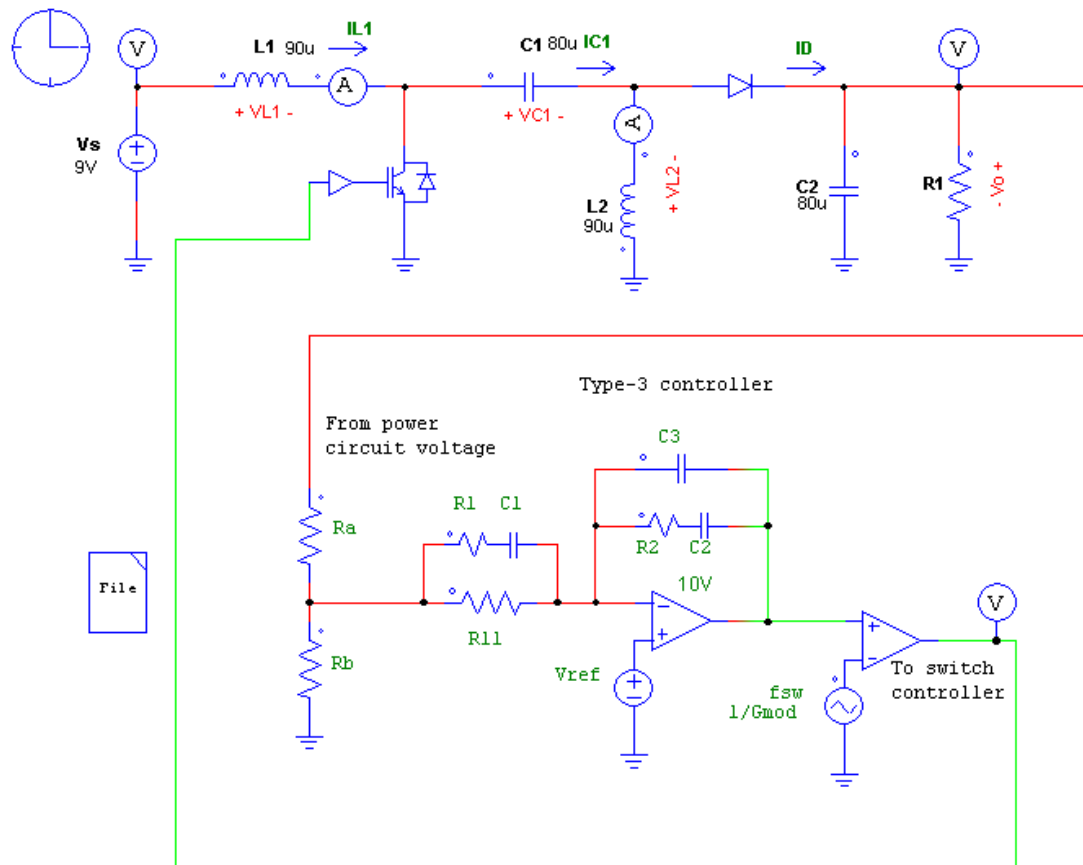


Figura 3.33 Esquemático del circuito realimentado con lazo de control en modo tensión a través del PSIM

Los datos obtenidos del programa SmartCtrl son:

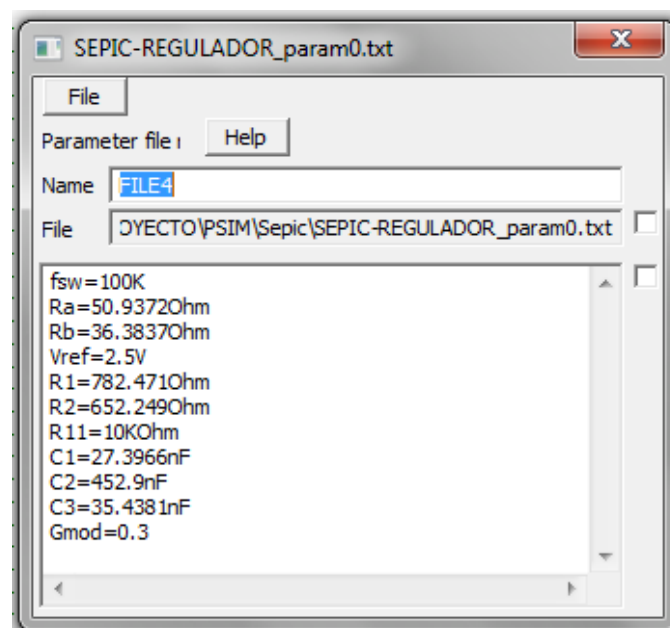


Figura 3.34 Datos del lazo de realimentación obtenido del programa SmartCtrl

En la Figura 3.35 se mostrara el efecto del lazo de control en la salida del convertidor.

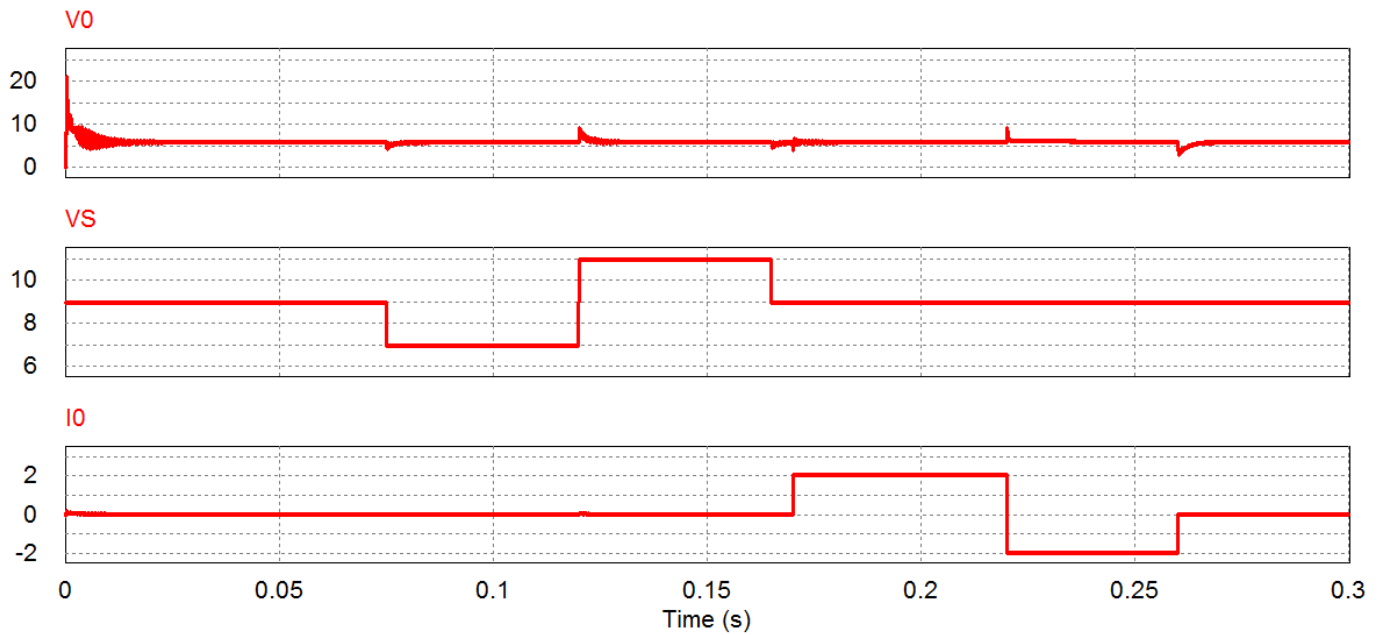


Figura 3.35 Efecto del lazo de control en la salida V_0

Se puede observar como la salida se mantiene constante frente a cambios en la tensión de entrada y en la carga del convertidor. Solamente se producen pequeños transitorios que el lazo de control corrige.





4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)



4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)

En este capítulo se va a utilizar toda la teoría expuesta y justificada en los capítulos anteriores, para un caso concreto que se expondrá con detalle a continuación. El objetivo es obtener un convertidor SEPIC, junto con su lazo de control, que permita la alimentación de una PDA a través de un batería de Li-Ion.

- Primero, se realiza una explicación del sistema a estudiar, se expondrá el esquemático de los componentes que forman el sistema y de los parámetros que se requieren en el mismo.
- En segundo lugar, cumpliendo las condiciones impuestas se realiza el cálculo del valor de los elementos del convertidor, así como los distintos parámetros del convertidor.
- Tercero, se simulará el circuito obtenido para certificar el cumplimiento de las condiciones.
- Cuarto, habiendo expuesto y justificado anteriormente el modelado en pequeña señal de un convertidor (3.3 ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR SEPIC), se realiza el modelado en pequeña señal del convertidor calculado, obteniendo las funciones de transferencia en pequeña señal del circuito.
- Quinto, una vez obtenida la planta del convertidor, a través de la herramienta SmartCtrl, se obtiene el lazo de control del mismo, comprobando su correcto funcionamiento.
- Finalmente, se comprobará el efecto de las pérdidas en el convertidor, a causa de las resistencias parásitas en los elementos del sistema.



4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)

4.1. ALIMENTACIÓN DE UNA PDA

Las PDAs son aparatos electrónicos alimentados desde una batería, por lo tanto, desde el punto de vista de los diseñadores de los sistemas de alimentación, el circuito de gestión de potencia es obviamente importante.

Existen dos casos en los que se puede obtener la alimentación:

- Una forma es la utilización de 2 células de Ni-MH. Esto hace que se obtenga un rango de tensión de entrada de 1.8V a 2.6V.
- Otra manera es utilizar una batería de Li-Ion, obteniendo un rango de tensión de 2,4 V a 4,3 V de entrada.

Para obtener una tensión de salida de 3,3 V, la tensión obtenida de la batería necesita ser regulada. Para ello, se puede utilizar un convertidor elevador si las baterías elegidas fueran de Ni-MH, o bien un convertidor SEPIC si la batería fuera de Li-Ion. En este proyecto se aplicará el segundo caso, donde el convertidor SEPIC, gracias a su lazo de control, va a proporcionar una tensión constante independientemente del nivel de la batería.

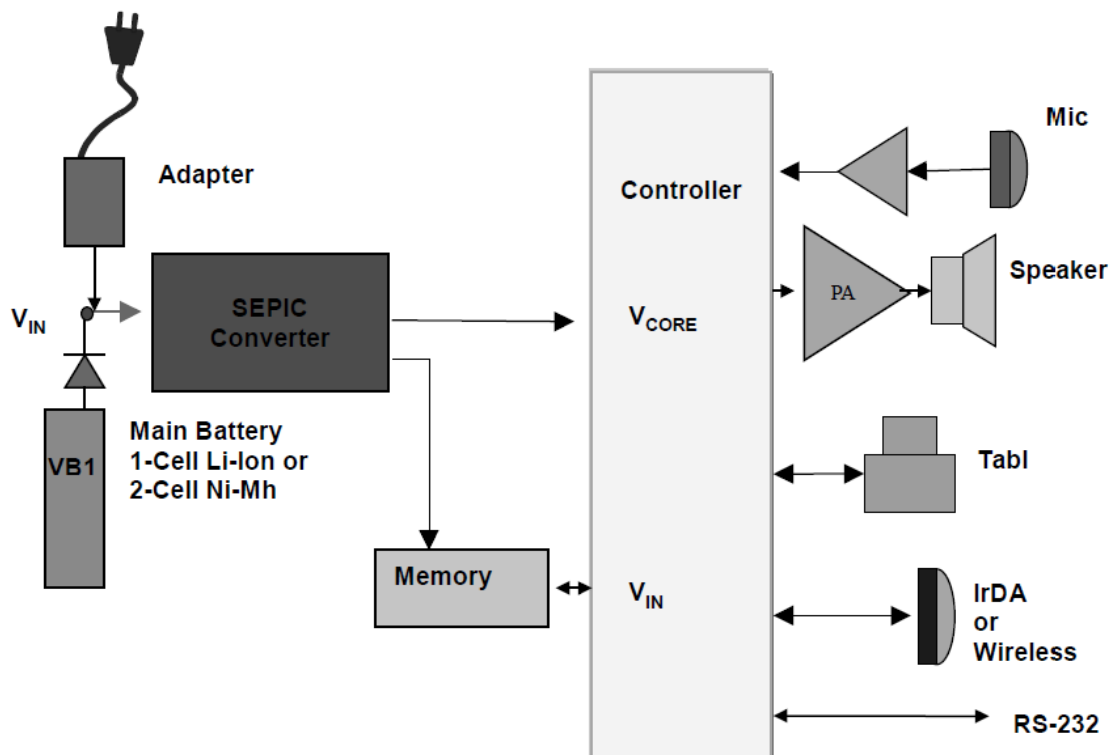


Figura 4.1 Distribución de la energía de una PDA

Como se puede observar en la Figura 4.1, la batería alimenta al convertidor SEPIC, el cual obtiene una tensión regulada que posteriormente a través de un controlador interno de la PDA produce tensiones derivadas de esta para alimentar los distintos componentes.

La batería se recarga a través de un adaptador de 6V, el cual puede alimentar la PDA durante la carga.

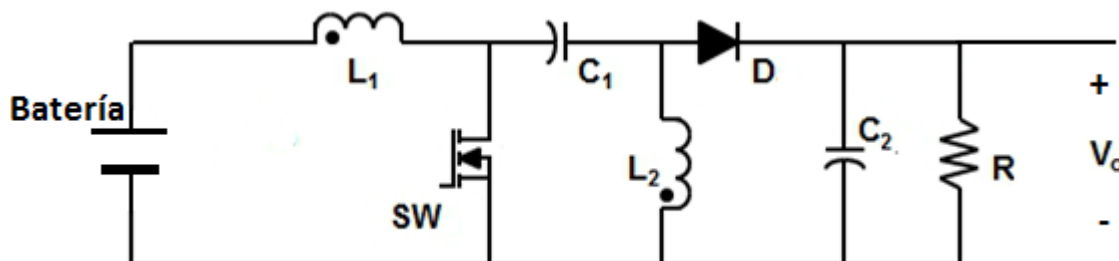


Figura 4.2 Esquema batería y convertidor SEPIC

Como se ha comentado anteriormente, debido a que la alimentación de la PDA puede ser por dos tipos de baterías distintas, se va a elegir el diseño para una batería de Li-Ion, ya que hoy en día son mucho más utilizadas para una gran cantidad de aparatos electrónicos (PDAs, teléfonos móviles, reproductores MP3, etc.).

Teniendo en cuenta la alimentación por batería de Li-Ion, las especificaciones para el diseño del convertidor SEPIC son las siguientes:

TENSIÓN DE ENTRADA	$V_s = 2,4 \sim 4,3 \text{ V}$
TENSIÓN DE SALIDA	$V_0 = 3,3 \text{ V}$
CORRIENTE DE SALIDA MÁXIMA	$I_{0\text{MAX}} = 500 \text{ mA}$
FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN	$f_{\text{SW}} = 90 \text{ kHz}$
P_{MIN} PARA MANTENER MCC	1w
RIZADO EN C_1 Y C_2	1%
RIZADO EN L_1 Y L_2	$L_1 = 10\%$; $L_2 = 40\%$

Tabla 4.1 Condiciones para el diseño del convertidor SEPIC

4.2. SELECCIÓN DE COMPONENTES

Teniendo en cuenta las imposiciones de la batería de Li-Ion se realizará el cálculo de los componentes necesarios para cumplir los requisitos. Obtenido de la referencia [7].

4.2.1. SELECCIÓN DE COMPONENTES PASIVOS

BOBINA L_2

Para el cálculo de las bobinas, se parte de que el circuito debe operar en Modo de Conducción Continua al menos al llegar a la potencia mínima de 1W.

Haciendo uso de la $K_{critica}$ calculada en (2.13) y (2.17), la K del convertidor debe ser mayor o igual que esta. Por lo tanto se obtiene que:

$$\frac{2L_2}{RT_{SW}} \geq (1 - D)^2 \quad (4.1)$$

Con lo cual se despeja L_2 :

$$L_2 \geq \frac{R(1 - D)^2}{2f_{SW}} \quad (4.2)$$

Se tiene que:

$$P_{0min} = V_0 \cdot I_{0min} \rightarrow I_{0min} = \frac{P_{0min}}{V_0} = \frac{1}{3,3} = 303mA \quad (4.3)$$

Se introduce (4.3) en (4.2):

$$L_2 \geq \frac{V_0(1 - D)^2}{2I_{0min}f_{SW}} \quad (4.4)$$

El valor de L_2 que asegura MCC en todos los casos es un valor mayor o igual que el peor de los casos de la expresión, por lo tanto la parte de la derecha de la ecuación (4.4) debe ser lo máximo posible. Por lo tanto se introduce D_{min} y I_{0min} :

$$L_2 \geq \frac{V_0(1 - D_{min})^2}{2I_{0min}f_{SW}} \quad (4.5)$$

De la ecuación (2.11) se obtiene D_{min} . Introduciendo los datos en (4.5 se tiene que:

$$L_2 \geq \frac{3,3(1 - 0,434)^2}{2 \cdot 0,303 \cdot 90 \cdot 10^3} \rightarrow L_2 \geq 19,36 \mu H$$

Utilizando la inductancia obtenida se obtendrá un rizado máximo de (2.29):

$$\Delta i_{L2(max)} = \frac{(V_S \cdot D)_{(max)}}{L_2 f_{SW}} = \frac{1,867}{19,36 \cdot 10^{-6} \cdot 90 \cdot 10^3} = 1.07 A$$

El rizado que se obtiene es demasiado grande por lo tanto se aumentará el valor de la inductancia. Si se aumenta la inductancia disminuirá el rizado de corriente dicha la

inductancia, pero si se aumenta demasiado, provocará que el circuito tenga unos transitorios demasiado largos. Para cumplir con las especificaciones se calcula L_2 con un rizado máximo del 40%, sabiendo que $I_{L2}=I_0$ (2.27) y que el rizado es (2.29):

$$\Delta i_{L2} = \frac{V_S D}{L_2 f_{SW}} \rightarrow L_1 = \frac{(V_S \cdot D)_{(max)}}{\Delta i_{L2} f_{SW}} = \frac{1,867}{0,2 \cdot 90 \cdot 10^3} = 103.72 \mu H$$

Se aproxima a un valor más exacto: $L_2 = 100 \mu H$

BOBINA L_1

La inductancia L_1 no interviene en el Modo de Conducción del convertidor, solamente es la encargada de transmitir la corriente de la fuente al convertidor, por lo tanto deberá ser lo suficientemente grande para poder hacer llegar la energía de la fuente al resto del circuito, se establecerá que el rizado de la inductancia no sea mayor del 10%. Con la ecuación (2.21) se obtiene:

$$I_{L1} = I_S = I_0 \cdot \frac{V_0}{V_{S(min)}} = 687 \text{ mA}$$

De (2.23) se despeja L_1 :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_S D}{L_1 f_{SW}} \rightarrow L_1 = \frac{(V_S \cdot D)_{(max)}}{\Delta i_{L1} f_{SW}} = \frac{1,876}{0,0687 \cdot 90 \cdot 10^3} = 302.44 \mu H$$

Se aproxima a un valor más exacto: $L_1 = 400 \mu H$

CONDENSADOR C_2

Para la obtención de los condensadores se parte de la imposición de que el rizado de salida sea del 1%. Despejando los datos en la ecuación (2.31) se calcula C_2 :

$$C_2 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) f_{SW}} = \frac{I_0 D}{\Delta V_0 f_{SW}} = \frac{0,5 \cdot 0,579}{0,033 \cdot 90 \cdot 10^3} = 97,47 \mu F$$

CONDENSADOR C_1

Para no obtener un gran rizado en C_1 se impone la premisa en la ecuación (2.33) de que el rizado en él no supere el 1%. Ya que si posee un gran rizado este es transmitido a la salida no cumpliendo la premisa impuesta.

$$C_1 = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_S}{V_S} \right) f_{SW}} = \frac{(V_S \cdot D)_{(max)} I_0}{V_0 \Delta V_S f_{SW}} = \frac{1,876 \cdot 0,5}{3,3 \cdot 0,043 \cdot 90 \cdot 10^3} = 73,44 \mu F$$

Los valores obtenidos de C_1 y C_2 aproximados son:

$$C_1 = C_2 = 100\mu F$$

4.2.2. SELECCIÓN DE COMPONENTES ACTIVOS

TRANSISTOR

La potencia del MOSFET, debe ser cuidadosamente seleccionada de manera que, pueda soportar la tensión máxima y la corriente máxima mientras se minimizan las pérdidas por disipación de potencia. La corriente nominal del MOSFET (o límite de corriente para un convertidor con un sistema integrado MOSFET) determinará la máxima salida de corriente del convertidor.

La tensión máxima que soporta el transistor es:

$$V_{S(MAX)} + V_0 \quad (4.6)$$

Debe tener una corriente máxima nominal de:

$$I_{SW(max)} = I_{L1(max)} + I_{L2(max)} \quad (4.7)$$

A la temperatura ambiente, la potencia que el MOSFET puede disipar debe ser mayor que la suma de las pérdidas por conducción ($r_{DS(on)}$) y las pérdidas por conmutación.

DIODO

El diodo de salida debe ser capaz de manejar el mismo valor de corriente que el transistor. El diodo también debe ser capaz de soportar una tensión inversa mayor que la tensión máxima del transistor ($V_{S(MAX)} + V_0$) para tener en cuenta los transitorios y el ruido producido.

Puesto que la corriente media del diodo es la corriente de salida, el diodo debe ser capaz de disipar por encima de:

$$P_D = I_0 V_{FWD} \quad (4.8)$$

Donde V_{FWD} se refiere a la caída de tensión que se produce cuando una corriente eléctrica pasa a través de un diodo en un circuito eléctrico. Por lo general, es ligeramente dependiente de la cantidad de corriente que pasa a través del diodo, y normalmente la caída de tensión del diodo es de unos 0,35 - 0,7 V.

4.3. SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR SEPIC DISEÑADO

En este apartado se llevara a cabo la simulación del convertidor obtenido en el apartado anterior. Los datos de los componentes del circuito son:

BOBINA $L1$	400 μH	FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN f_{sw}	90 kHz
BOBINA $L2$	100 μH	CICLO DE TRABAJO D_{max}	0,579
CONDENSADOR $C1$	100 μF	ENTRADA V_s	2,4 ~4,3 V
CONDENSADOR $C2$	100 μF	Salida V_o	3,3 V

Tabla 4.2 Datos del convertidor SEPIC calculado

Se llevara a cabo la simulación de algunos elementos del circuito a través del PSIM, con el mismo circuito conmutado de la Figura 2.20.

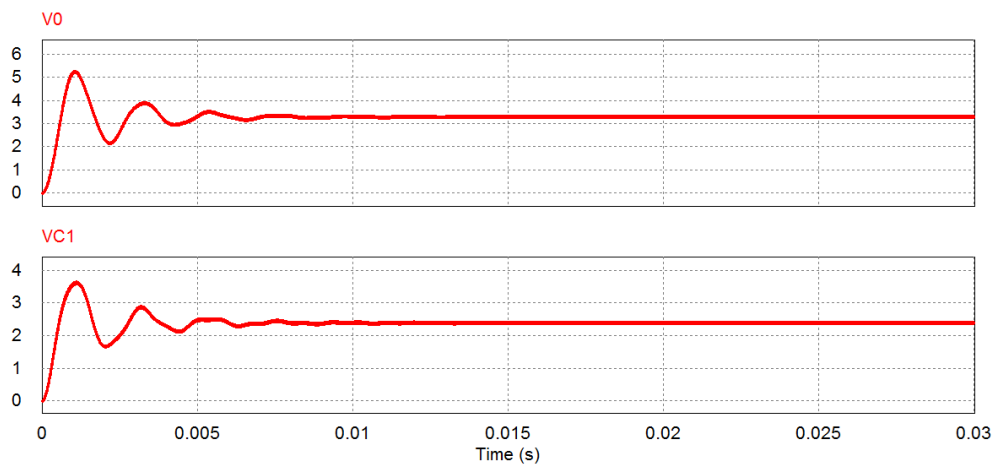


Figura 4.3 Tensión en la salida V_o (arriba). Tensión en el condensador C_1 (abajo)

En la Figura 4.3 se puede ver cómo actúa la tensión a través de la salida y del condensador C_1 . Se observa como las señales se estabilizan con bastante rapidez hasta llegar a un punto en el que son totalmente estables.

En la Figura 4.4 se ve como el rizado de conmutación tanto en la salida como en el condensador C_1 es de un 1% como requerían las condiciones iniciales.

4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)

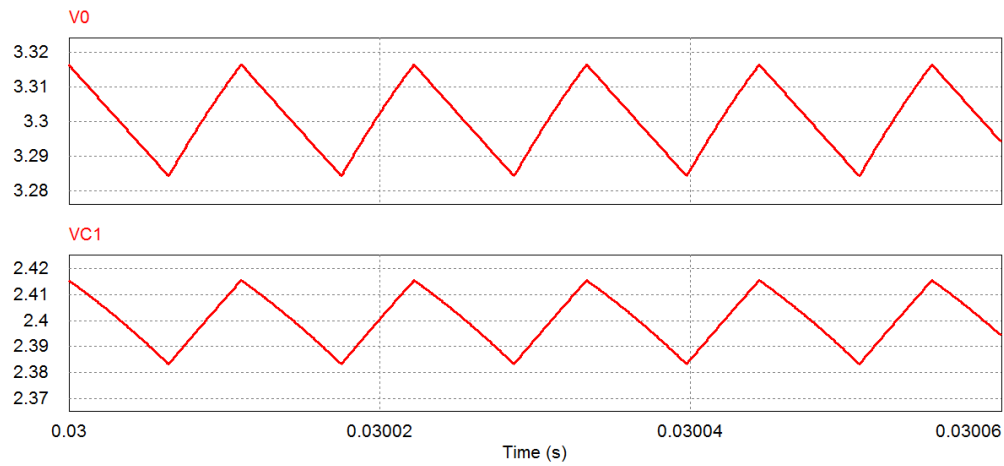


Figura 4.4 Rizado de la tensión en la salida V_0 (arriba). Rizado de la tensión en el condensador C_1 (abajo)

Tensión	Máxima	Medio	Mínima	Rizado
V_0	3,316 V	3,3 V	3,284 V	1%
V_{C1}	2,416 V	2,4 V	2,384 V	1%

Tabla 4.3 Valores máximos, medio, mínimos y rizado de V_0 y V_{C1}

En la Figura 4.5 se muestran las corrientes por ambas bobinas L_1 y L_2 .

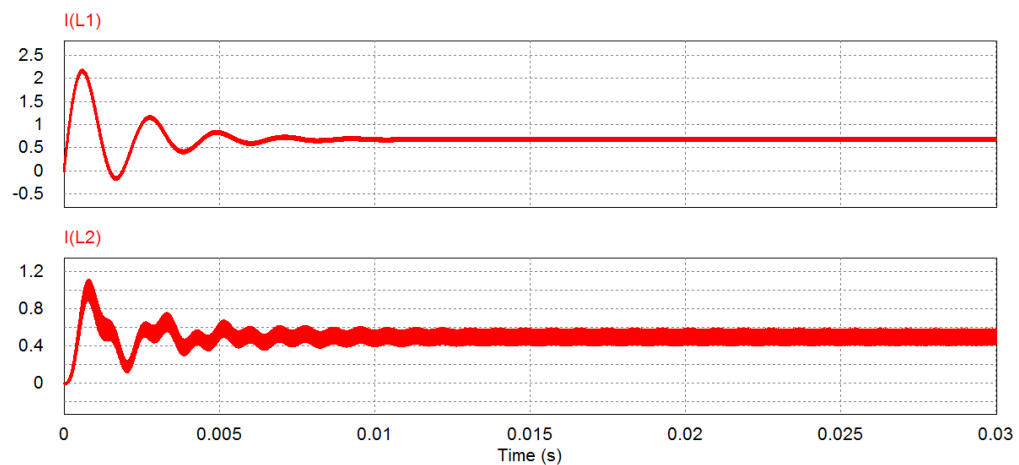


Figura 4.5 Corriente por la bobina L_1 (arriba). Corriente por la bobina L_2 (abajo)

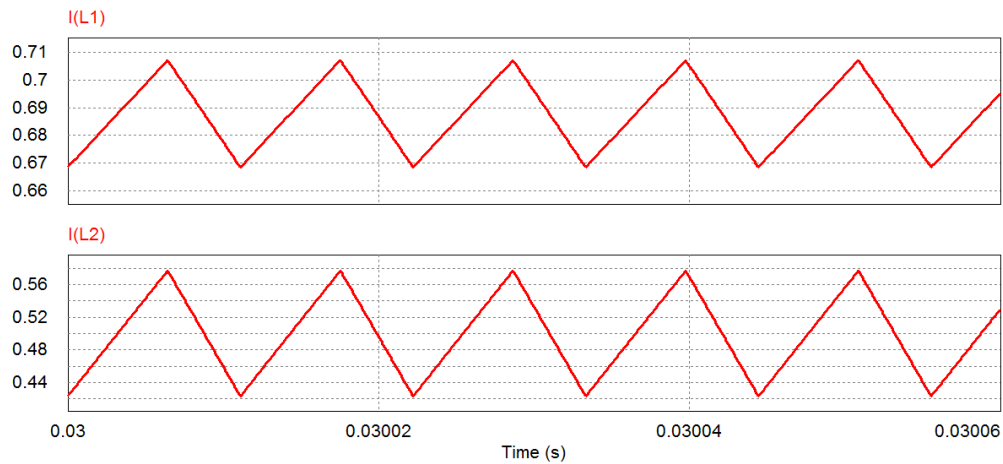


Figura 4.6 Rizado de la corriente por la bobina L_1 (arriba). Rizado de la corriente por la bobina L_2 (abajo)

Corriente	Máxima	Medio	Mínima	Rizado
I_{L1}	707 mA	687 mA	668 mA	5%
I_{L2}	577 mA	500 mA	423 mA	30%

Tabla 4.4 Valores máximos, medio, mínimos y rizado de I_{L1} y I_{L2}

El rizado en I_{L1} obtenido es el que se deseaba en el diseño, sin embargo el rizado de I_{L2} es bastante grande. Sin embargo no es adecuado reducirlo ya que si se aumenta demasiado la inductancia L_2 el rizado disminuirá, así como los picos de tensión, pero el sistema se volverá demasiado lento teniendo por lo tanto un transitorio demasiado largo e incluso, si la inductancia es demasiado grande, que el sistema ve penalizada su estabilidad.

Una vez comprobado que los datos obtenidos cumplen las especificaciones iniciales que se requieren, se puede llevar a cabo la modelización del convertidor y el cálculo del lazo de control en modo tensión del mismo.

4.4. MODELADO EN PEQUEÑA SEÑAL

A continuación se va a llevar a cabo el modelado dinámico del convertidor, calculando el circuito promediado y llegando hasta las funciones de transferencia en pequeña señal. Posteriormente se calculará el lazo de control en modo tensión del convertidor SEPIC obtenido en el apartado anterior.

4. UTILIZACIÓN EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)

Los cálculos teóricos llevados a cabo en este apartado ya han sido expuestos y justificados en los apartados 3.2 PROMEDIADO DEL CONVERTIDOR SEPIC y 3.3 ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR SEPIC.

Sustituyendo los datos de la Tabla 4.2 en las ecuaciones (3.35), (3.36) y (3.37). El resultado obtenido introducirlo en G_{vd} (3.38) para obtener la planta del convertidor, necesaria para el posterior cálculo del lazo de control en modo tensión.

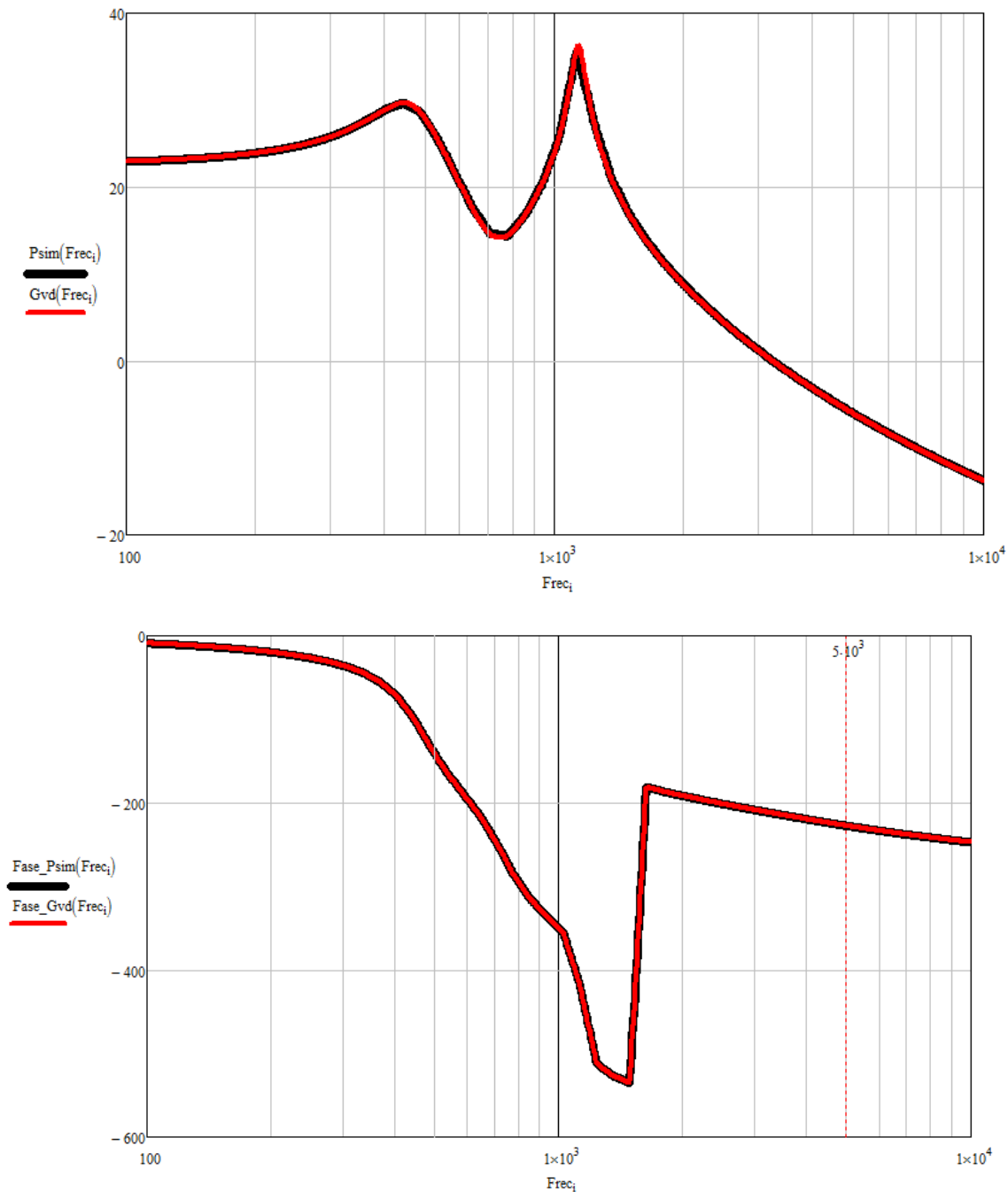


Figura 4.7 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida del PSIM y de la función de transferencia $G_{vd}(s)$

En la Figura 4.7 se observa la respuesta en frecuencia de la planta del convertidor obtenido. Como anteriormente se compara la repuesta en frecuencia obtenida mediante el MathCad frente a la obtenida por el simulador PSIM.

Se vuelve a demostrar que el modelado matemático calculado anteriormente representa fielmente al circuito simulado.

Calculada la planta del convertidor se podrá realizar el cálculo del lazo de control.

4.5. LAZO DE CONTROL EN MODO TENSION

Se va llevar a cabo la obtención del lazo de control en modo tensión. Los cálculos teóricos y demostraciones ya han sido expuestas y justificadas en el apartado 3.4 CONTROL DEL CONVERTIDOR.

Una vez obtenida la planta del convertidor se introduce en el SmartCtrl, junto con las especificaciones seleccionas, las cuales son:

- Margen de Fase: $MF=90^\circ$
- Frecuencia de corte: $f_c=450\text{Hz}$

La frecuencia de corte ideal debe ser del orden de entre cinco y diez veces menos que la frecuencia de conmutación. En este caso la configuración del convertidor no nos lo permite, debido a que el SEPIC es un convertidor de cuarto orden.

Los datos del lazo de realimentación obtenidos a través del SmartCtrl son:

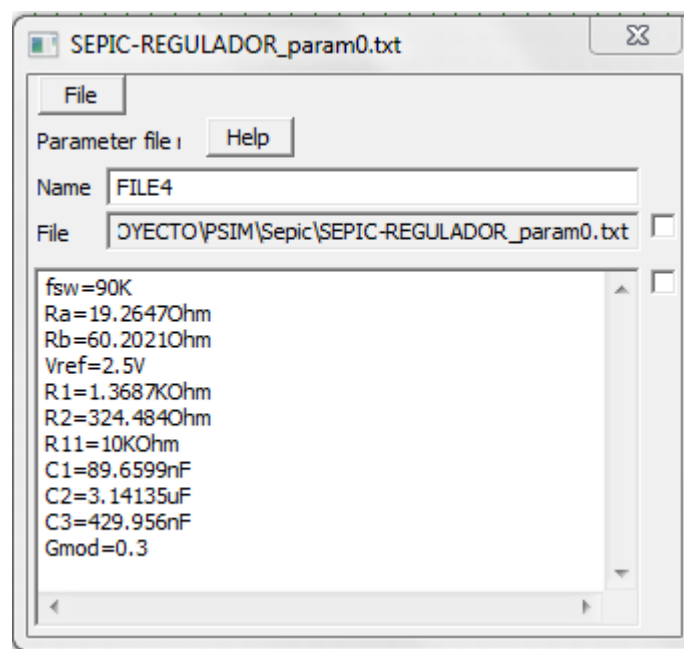


Figura 4.8 Datos del lazo de realimentación obtenido mediante SmartCtrl

A continuación se llevará a cabo una simulación en el PSIM del circuito realimentado, como el de la Figura 3.33, en varios supuestos.

La tensión de entrada puede variar de 2,4 a 4,3V. Se va a comprobar la reacción del circuito ante cambios en la entrada.

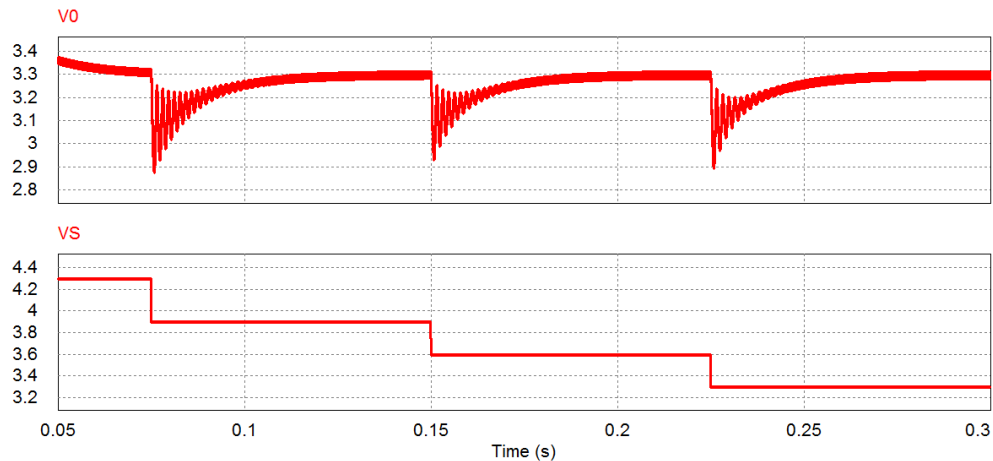


Figura 4.9 Salida del convertidor regulada $V_0=3,3V$ (arriba) frente a la variación de entrada V_S (abajo)

Se puede observar como la salida se mantiene constante frente a las variaciones de la entrada.

4.6. CONVERTIDOR REAL: PÉRDIDAS

Teóricamente toda la potencia entregada por la entrada del convertidor, es transferida a la salida del mismo. Esto solamente es cierto si se consideran todos los componentes del sistema ideales.

Sin embargo, los condensadores y bobinas reales poseen una pequeña resistencia, llamada resistencia parásita, que dependiendo del tipo y tamaño de la inductancia o capacidad, es mayor o menor. El transistor MOSFET real también posee una pequeña resistencia, cuando se encuentra conduciendo, entre la fuente y el drenador llamada $r_{DS(on)}$, la cual varía dependiendo del transistor. Por último, el diodo real cuando se encuentra en conducción, la tensión entre el ánodo y el cátodo no es 0V, normalmente suelen ser unos 0,35 – 0,7V.

Todo esto produce una serie de pérdidas en el convertidor real, las cuales se transforman en calor, que se deben tener en cuenta. Cuanto mayor sean las pérdidas menor rendimiento se tendrá en el circuito.

A continuación se va a realizar una comparación del circuito conmutado ideal, con el circuito conmutado con resistencias parasitas.

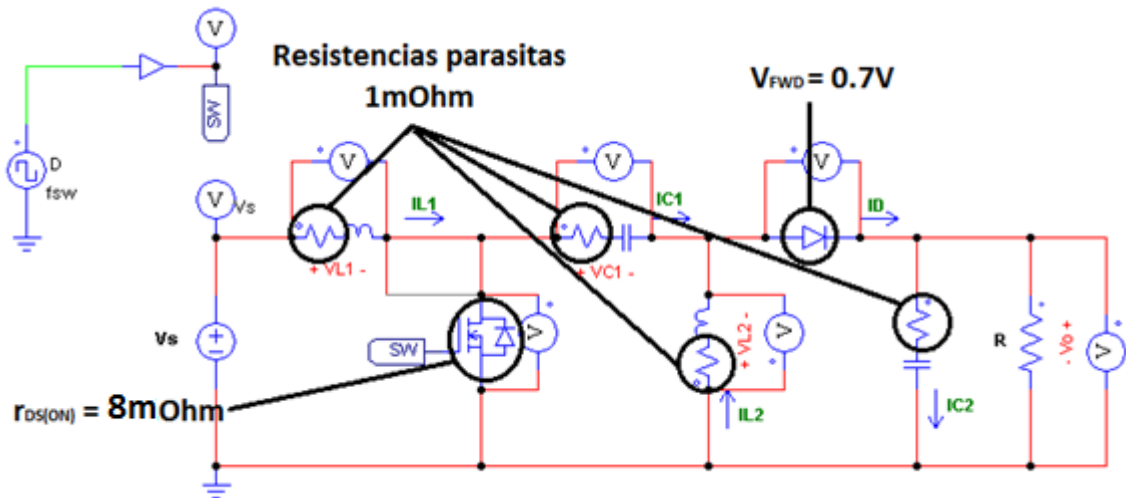


Figura 4.10 Circuito conmutado con resistencias parasitas

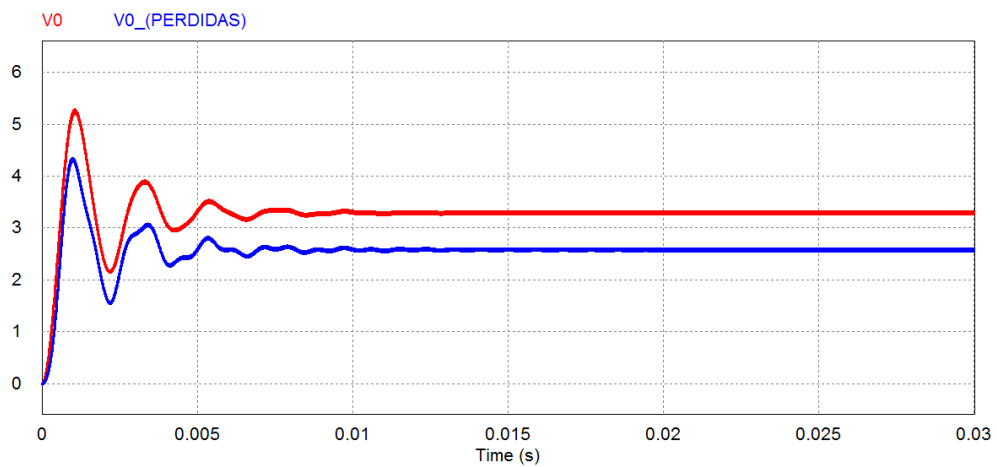


Figura 4.11 Comparación salida V_o ideal (roja) con salida V_o real (azul)

En la Figura 4.11 se puede ver como el sistema reacciona de forma parecida en ambos casos, pero en el caso en el que se consideran las resistencias parásitas, se observa como al no llegar toda la potencia, se obtiene menos de los 3,3V de salida requeridos.

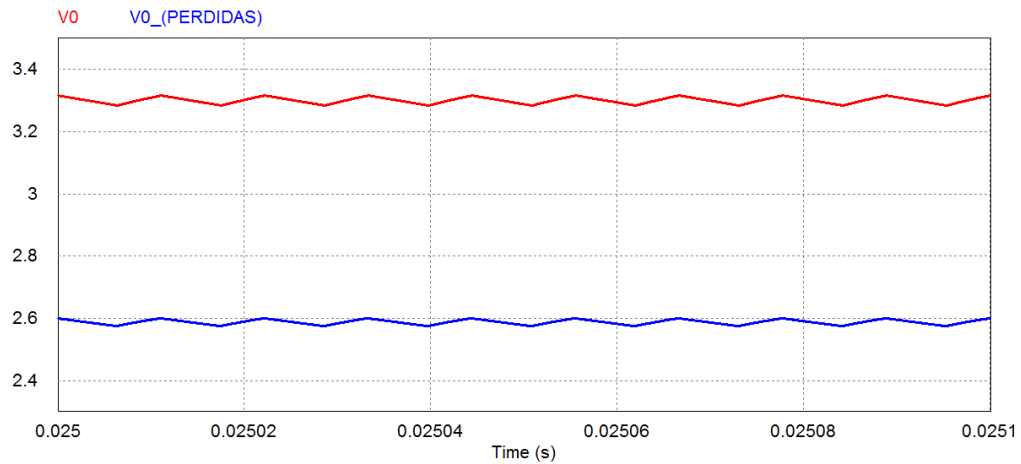


Figura 4.12 Comparación salida V_0 ideal (roja) con salida V_0 real (azul) Aumentada

En la Figura 4.12 se ve la salida del convertidor aumentada, y se aprecia como la salida del circuito conmutado con resistencias parasitas es menor que el circuito conmutado ideal.

Se comprueba la potencia de entrada y de salida en ambos circuitos.

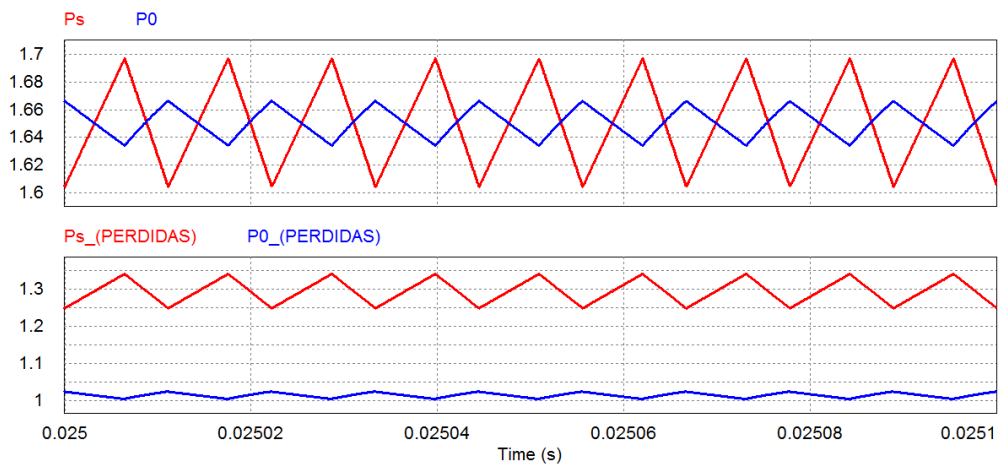


Figura 4.13 Comparación de Potencias de entrada P_s (roja) y de salida P_0 (azul) en el circuito conmutado ideal (arriba) y con pérdidas (abajo)

En la primera gráfica de la Figura 4.13 se representa la potencia de entrada y de salida del convertidor ideal, las cuales su valor medio es de 1,65 W. En cambio en la segunda gráfica se representa las potencias de salida y entrada del circuito conmutado con pérdidas, donde sus potencias de entrada son 1,29W y la de salida son 1,01W. Se

observa como las resistencias parasitas absorben potencia, no transmitiendo el total de potencia de entrada a la salida.

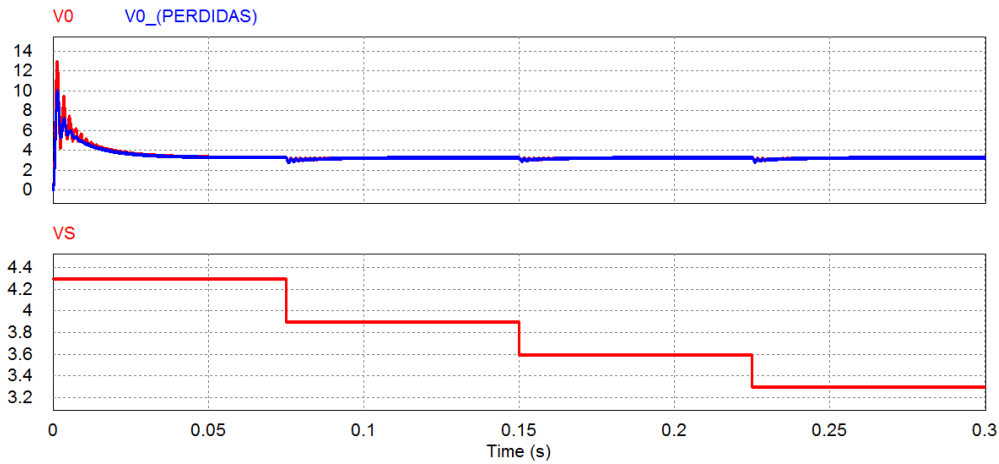


Figura 4.14 Salida del circuito realimentado ideal V_0 (arriba-roja) y del circuito con pérdidas V_0 (arriba-azul) variando la entrada al circuito V_S (abajo-roja)

Observando la Figura 4.14 se saca como conclusión que las pérdidas, en cuanto al circuito realimentado se refiere, no afecta en la salida. Esto es debido a que el lazo de control está diseñado para obtener una tensión de salida fija independientemente de la potencia de entrada que se tenga. La salida considerada con pérdidas (línea azul) se observa como se estabiliza con mayor rapidez.



5. CONCLUSIONES



5. CONCLUSIONES

El presente proyecto ha presentado el análisis detallado del convertidor CC/CC SEPIC, así como el estudio de su utilización en aplicaciones en sistemas portátiles (PDAs), en un caso concreto. Se ha llevado a cabo el análisis del funcionamiento, modelado del convertidor, diseño de la etapa de potencia y de la etapa de control, selección de componentes y estudio del efecto de las pérdidas, obteniendo las siguientes conclusiones:

- El convertidor SEPIC se puede utilizar en casos en los que la tensión de salida que se necesite sea mayor, igual o menor que la tensión de entrada y con su misma polaridad. Su naturaleza de cuarto orden, hace que sea robusto ante el ruido, pero también provoca que su control sea complicado, haciéndolo adecuado para aplicaciones con respuesta dinámica lenta.
- Se ha observado que la obtención del circuito promediado del convertidor nos permite reproducir el comportamiento más significativo del sistema. Esto provoca una mejora en la comprensión del sistema y proporciona una visión física más fácil de entender. Por lo tanto el circuito equivalente promediado es una técnica sencilla para el estudio y comprensión de convertidores.
- El algoritmo de modelado en pequeña señal nos permite llegar a un modelo matemático del convertidor, obteniendo las diferentes funciones de transferencia en pequeña señal del convertidor. Con este modelo matemático ya es posible obtener el lazo de control del convertidor.
- El lazo de control en modo tensión nos permite obtener una tensión de salida constante frente a cambios en la tensión de entrada del convertidor.
- La elección de los componentes del convertidor SEPIC no solo se basan en cumplir ciertas condiciones impuestas por el sistema o el cliente, sino también con el fin de diseñar un convertidor eficiente y eficaz.
- La topología SEPIC produce un doble procesamiento de la energía, lo que hace que posea un rendimiento menor. Al aumentar el número de elementos que componen el convertidor aumentamos las pérdidas por resistencias parásitas.

5.1. TRABAJOS FUTUROS

- Diseño y construcción del convertidor SEPIC real calculado. Comprobando su funcionamiento y evaluando: componentes, pérdidas, mejoras, comparación teoría-práctica, etc.
- Comparación de las características y utilidades del convertidor SEPIC en sistemas portátiles con respecto a otros convertidores CC/CC.



6. BIBLIOGRAFÍA



6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] *Alenca Hren y Miro Milanovič. "Dynamic Analysis of SEPIC Converter". Automatika 48 (3-4), pag. 137-144 (2007). ISSN 0005—1144*
- [2] *Juan Martin Baides. "Estudio comparativo de los convertidores electrónicos de potencia: reductor con filtro de entrada y súper reductor". Proyecto fin de carrera. 2011.*
- [3] *N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Editorial. Power Electronics. Converters, Applications, and Design (2ª edición). John Wiley & Sons, 1995.*
- [4] *Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia (2ª edición). Editorial: Marcombo-Boixareu Editores, 1992*
- [5] *Electrónica de Potencia - Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones Muhammad H. Rashid, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., 1993.*
- [6] *"Modelado dinámico de convertidores". Apuntes Universidad de Oviedo. 5º curso Ingeniería Telecomunicaciones.*
- [7] *Jeff Falin. "Designing DC/DC converters based on SEPIC topology". Analog Applications Journal (Texas Instruments Incorporated)*
- [8] *"Control de convertidores". Apuntes Universidad Carlos III. S.E.P. 2011-2012 Prof. Andrés Barrado Bautista.*
- [9] *Marcia L. Hernández Nieto. "Análisis comparativo entre las topologías "boost", "sepic" y "cuk" usadas como correctoras del factor de potencia". Tesis doctoral 1995.*
- [10] *Daniel W. Hart. "The Single-ended primary-inductor converter (SEPIC)". Power Electronics, Ed.: McGraw-Hill. Capítulo 6.8.*
- [11] http://dkc1.digikey.com/us/en/tod/CooperBussmann/SEPIC-Converter_NoAudio/SEPIC-Converter_NoAudio.html





7. PRESUPUESTO



7. PRESUPUESTO

El presupuesto total del proyecto se corresponde con el coste de desarrollo de ingeniería, el cual consta de un desarrollo teórico, realización de simulaciones y cálculos en PSIM y Mathcad y el tiempo utilizado en la redacción de la memoria.

A continuación se especifica las horas dedicadas a cada apartado del proyecto, teniendo en cuenta que el valor que se ha estipulado por hora de trabajado es de 40€ por el desarrollo teórico y simulaciones, y 20€ por la redacción de la memoria.

ACTIVIDAD	HORAS DEDICADAS	€/hora	COSTE
Desarrollo teórico	150	40	6.000€
Realización de simulaciones y cálculos en PSIM y Mathcad	75	40	3.000€
Redacción de la Memoria	100	20	2.000€
		TOTAL	11.000€

Tabla 7.1 Especificación de las horas dedicadas en cada apartado del proyecto

El coste total en euros (€) del desarrollo de ingeniería es de **once mil**.





8. CRONOGRAMA



8. CRONOGRAMA

ACTIVIDAD	ENERO (2013)		FEBRERO (2013)		MARZO (2013)		ABRIL (2013)		MAYO (2013)		JUNIO (2013)	
ESTUDIO DEL ÁMBITO DEL PROYECTO												
RECOPIACIÓN DE INFORMACIÓN Y ESTUDIO DEL CONVERTIDOR SEPIC												
ESTUDIO DE LA UTILIZACIÓN DEL CONVERTIDOR SEPIC EN SISTEMAS PORTÁTILES (PDAs)												
SIMULACIÓN MEDIANTE LOS PROGRAMAS: PSIM, Mathcad y SmartCtrl												
REDACCIÓN DE LA MEMORIA												

Tabla 8.1 CRONOGRAMA



A. ANEXO I

A continuación se va a demostrar gráficamente que las funciones de transferencia en pequeña señal (3.39), (3.40) y (3.41), obtenidas en el apartado 3.3 ESTUDIO EN PEQUEÑA SEÑAL DEL CONVERTIDOR SEPIC, poseen la misma respuesta en frecuencia que la obtenida por el PSIM.

$G_{id}(s)$

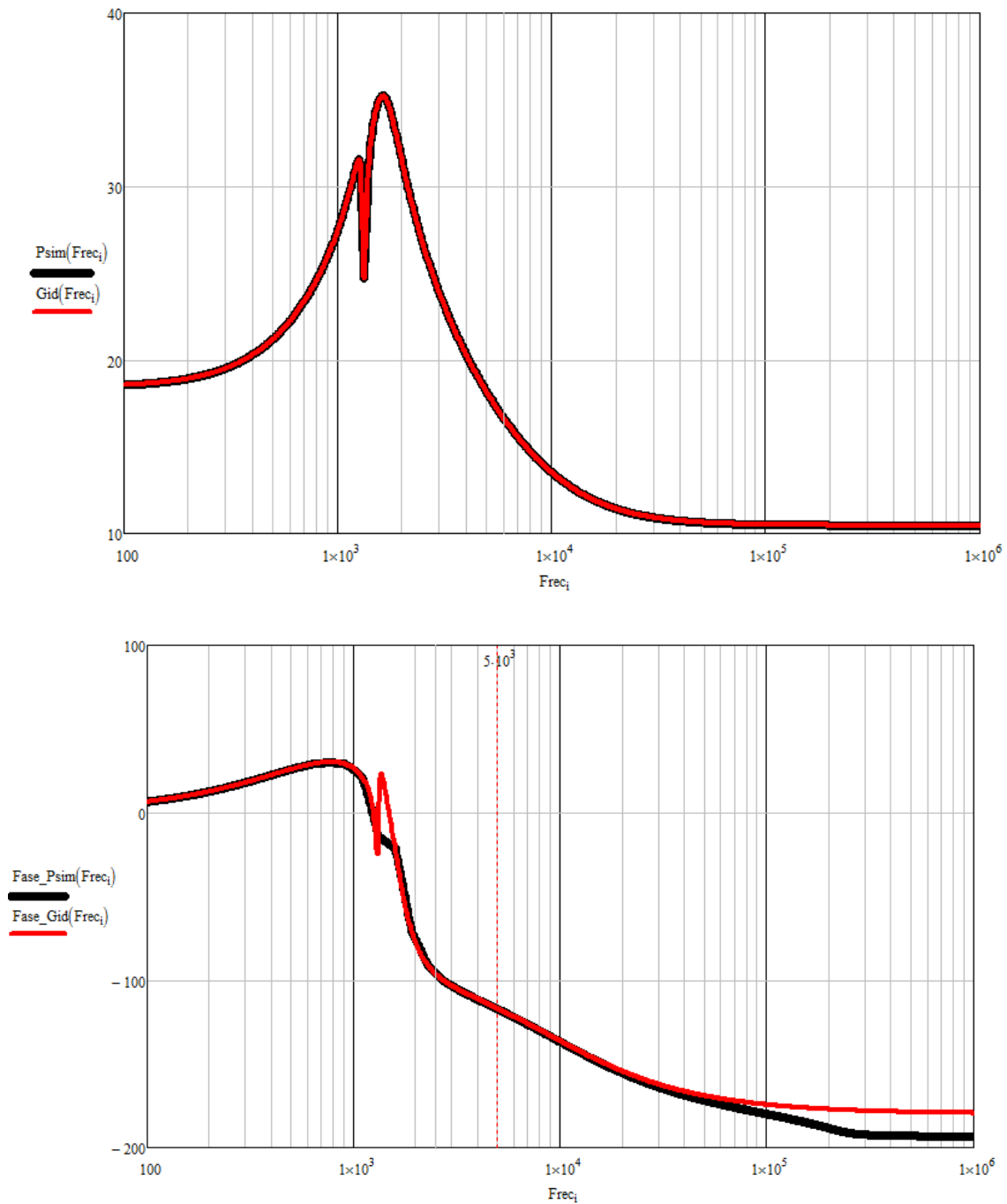


Figura A.1 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $G_{id}(s)$

$G_{vs}(s)$

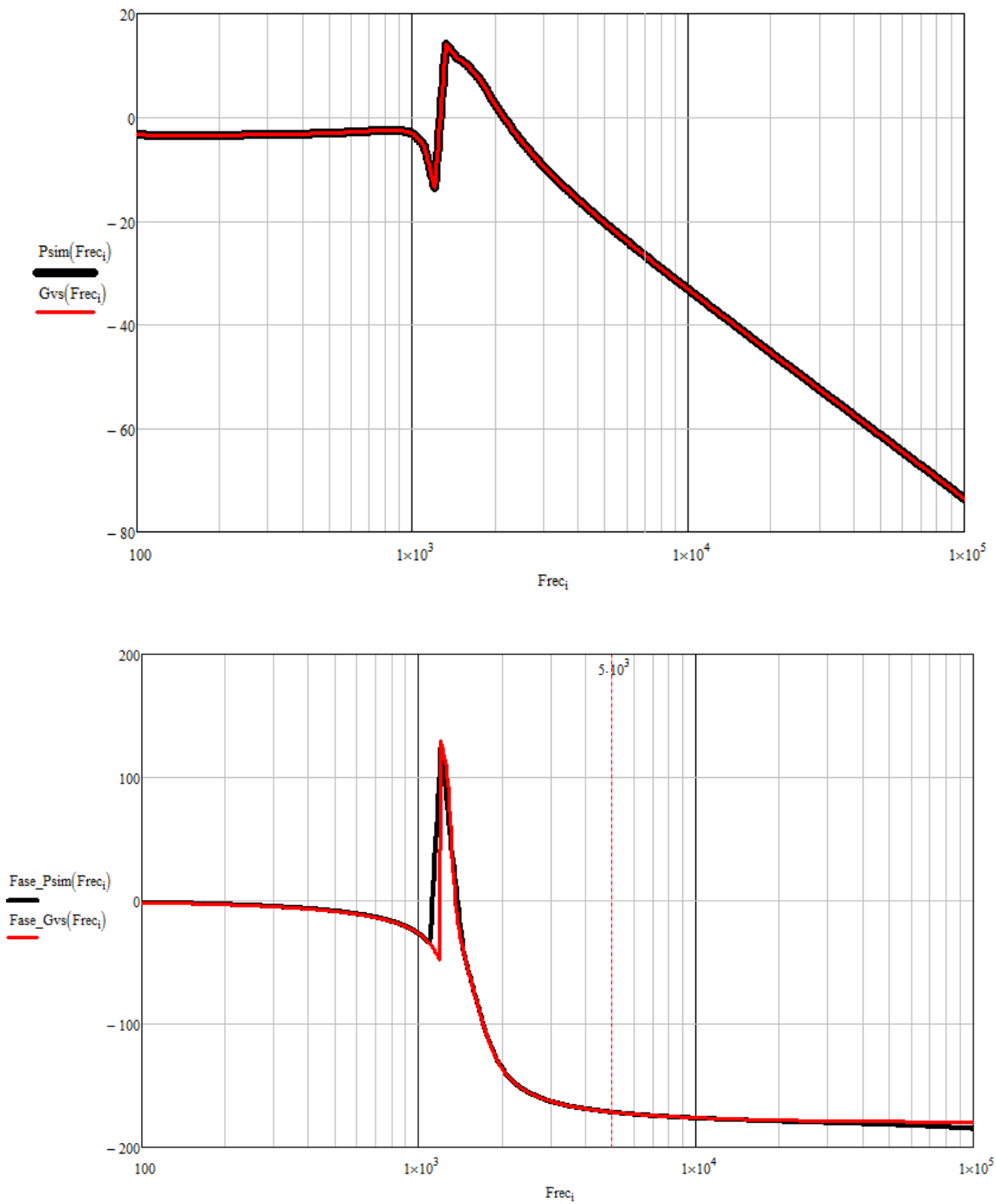


Figura A.2 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $G_{vs}(s)$

$Z_o(s)$

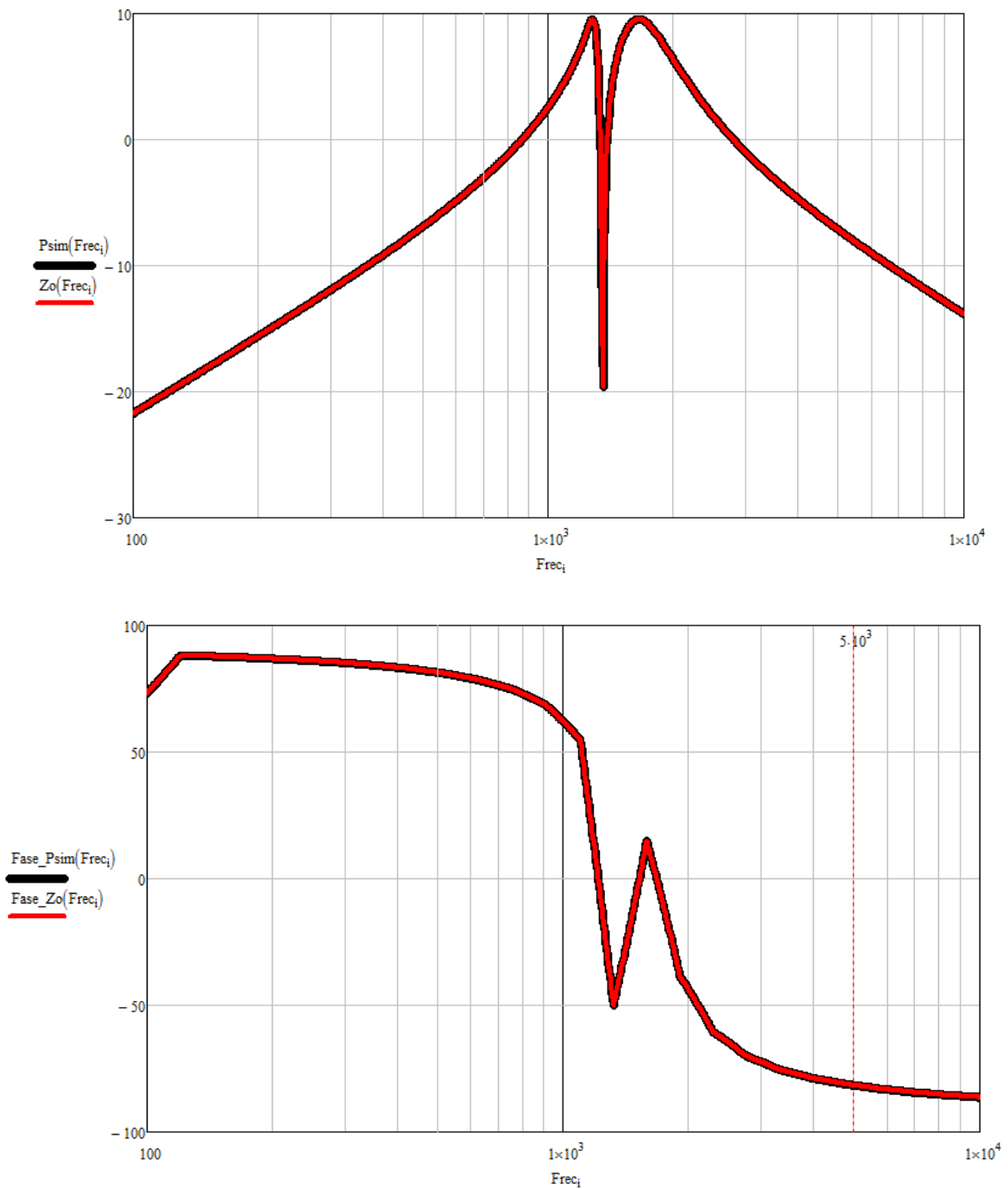


Figura A.3 Comparativa de la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase obtenida mediante PSIM y de la función de transferencia $Z_o(s)$